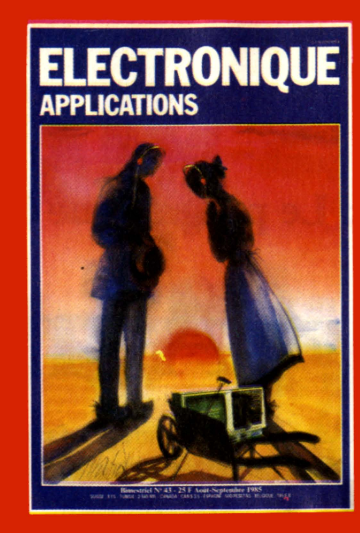
I.S.S.N. 0243 489 X

ELECTRONIQUE APPLICATIONS



Bimestriel N° 43 - 25 F Août-Septembre 1985
SUISSE : 8 FS - TUNISIE : 2 645 MIL - CANADA : CAN $ 3.5 - ESPAGNE : 500 PESETAS - BELGIQUE : 185 F.B.





ELECTRONIQUE APPLICATIONS visu

ELECTRONIQUE APPLICATIONS
est une publication bimestrielle
de la Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Dépôt légal : Août 1985 N° éditeur : 1308

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication : **Jean-Pierre Ventillard**

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez**

Coordinateur technique : **Jean-Marc Le Roux**

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Direction des ventes : **Joël Petauton.**

Ce numéro a été tiré à **50 000 exemplaires**

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : **110 F** (France) - **160 F** (Etranger).

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.

Responsable international de la publicité :
Michel Sabbagh

Chef de publicité : **Francine Fohrer**

OJD DIFFUSION PUBLICITÉ 1984

Distribué par SAEM Transports Presse   Imprimerie S.N.I.L.-Aulnay

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

SOMMAIRE

BIMESTRIEL / AOUT-SEPTEMBRE 85



visu

CE NUMERO COMPREND UN ENCART BROCHE DE SIX PAGES FOLIOTEES 67 A 72 DE LA SOCIETE BOURNS.

NUMERO SPECIAL HORS SERIE

Pour la première fois, *Electronique Applications* éditera un numéro hors série consacré aux COMPOSANTS ELECTRONIQUES et qui portera le numéro 44 bis. **Sortie le 25 octobre.**
De nombreux articles d'applications et technologiques vous y attendent.

Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard – Imprimerie S.N.I.L., Aulnay – Commission Paritaire N° 59-178



Un détecteur de passage par réflexion infrarouge

Le circuit décrit dans cet article, un détecteur de passage de sacs avec commande de démarrage du moteur de la tête d'une machine à coudre industrielle, a donc été développé initialement pour une application précise.

L'adaptation à d'autres utilisations telles que : détecteur de passage, système d'alarme, contrôle de position... ne posera cependant pas de problèmes, et ne sera fonction que de l'imagination de nos lecteurs.

Le cahier des charges

Il comporte successivement les points énumérés ci-après.

– Détection de sacs de diverses substances telles que plastique, papier, toile...

– Détection indépendante de la couleur et de la transparence du sac.

– Pour des raisons de robustesse mécanique, exclure l'utilisation d'un support en étrier pour le capteur.

– Elimination totale des risques de parasitage de l'éclairage ambiant naturel ou artificiel.

– Commande en deux temps :
1° démarrage du moteur d'entraînement de la tête et couture du haut du sac ;
2° séparation du sac suivant par commande d'une cisaille effectuant la coupure du fil.

En conclusion, le choix s'est porté sur un système à réflexion avec concentration dans un même boîtier de l'émetteur et du récepteur, utilisant un faisceau d'infrarouges modulé à 1 kHz.

Un module, le TIL 139, fabriqué par *Texas Instruments,* a été utilisé à cet effet : il se compose d'une diode infrarouge TIL 32 et d'un phototransistor TIL 78 présentant entre eux un angle de 45°, le tout encapsulé dans une résine synthétique.

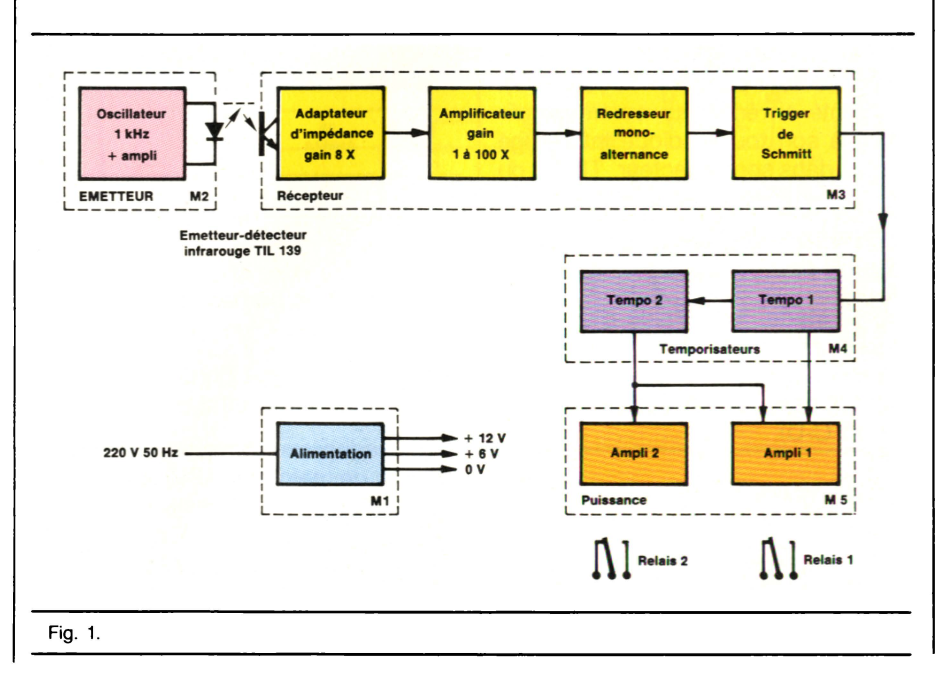


Fig. 1.

Analyse du montage module par module

Le schéma d'ensemble est donné par les **figures 1 et 2.**

L'émetteur

L'émetteur se compose (module M.2 **fig. 3**) d'un circuit « 555 » monté en astable et centré sur une fréquence de 1 kHz, à l'aide de P_1.

Fréquence d'oscillation

Avec $R = R_2 + P_1$ et $T = 0{,}693\ (R_1 + 2 \cdot R) \cdot C_6$, on calcule R en prenant comme départ $R_1 = 1\ \text{k}\Omega$.

$$R = \frac{\dfrac{T}{0{,}693 \cdot C_6} - R_1}{2}$$

$$= \frac{\dfrac{10^{-3}}{0{,}693 \cdot 10^{-8}} - 10^3}{2}$$

$$= 71{,}56\ \text{k}\Omega$$

avec $R_2 = 56\ \text{k}\Omega$ et $P_1 = 22\ \text{k}\Omega$, on obtient un réglage de 56 à 78 kΩ.

Rapport cyclique

$t_1 = 0{,}693\ (R_1 + R) \cdot C_6 = 0{,}498$ ms

$t_2 = 0{,}693 \cdot R \cdot C_6 = 0{,}492$ ms

et :

$$\frac{t_1}{T} = \frac{0{,}498}{0{,}99} = 0{,}503$$

Le signal de sortie disponible à la broche 3 du « 555 » est ensuite injecté à forte saturation :

$I_B \simeq 120 \cdot I_C/\beta \simeq 30$ mA

dans la base de T_2 (BCY 58) à l'aide d'un collecteur commun T_1 (BC 109). T_2, monté en émetteur commun, alimente à son tour la diode infrarouge montée dans son collecteur, TIL 32 du TIL 139, et ceci avec une puissance de pointe d'environ 40 mW.

Réglage

A ce stade, avec l'aide d'un oscilloscope, il suffit de régler P_1 pour obtenir un signal d'une durée de 1 ms aux bornes de la diode TIL 32 (bornes C-D).

Le récepteur

Le récepteur se compose (module M3 – **fig. 4**) d'un quadruple amplificateur opérationnel, LM 324, regroupant les fonctions d'amplification, de détection et de mise en forme du signal disponible aux bornes du phototransistor, TIL 78.

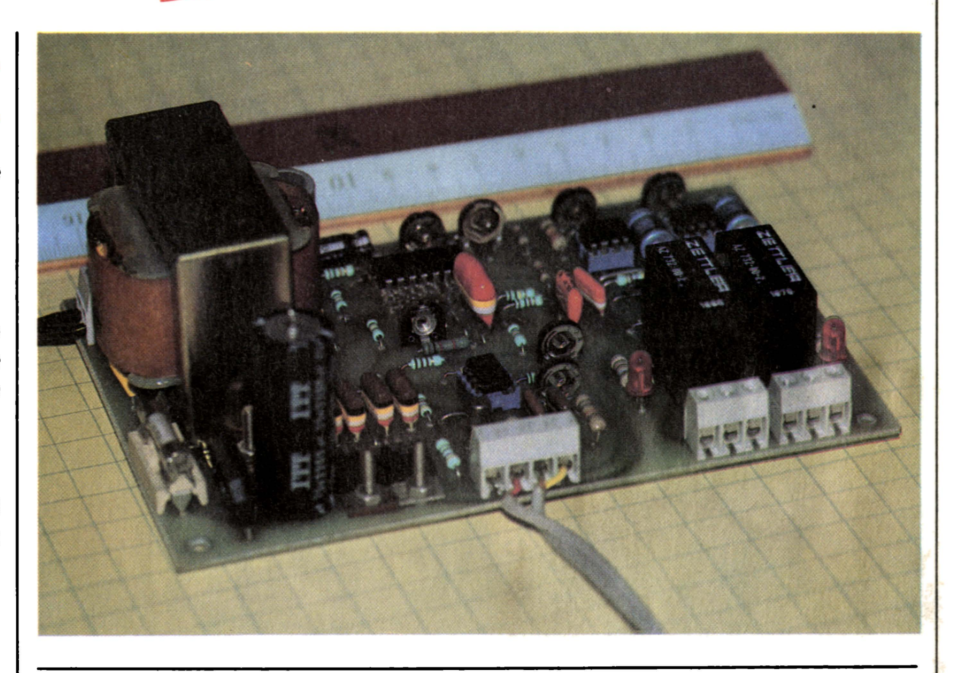


Photo 1

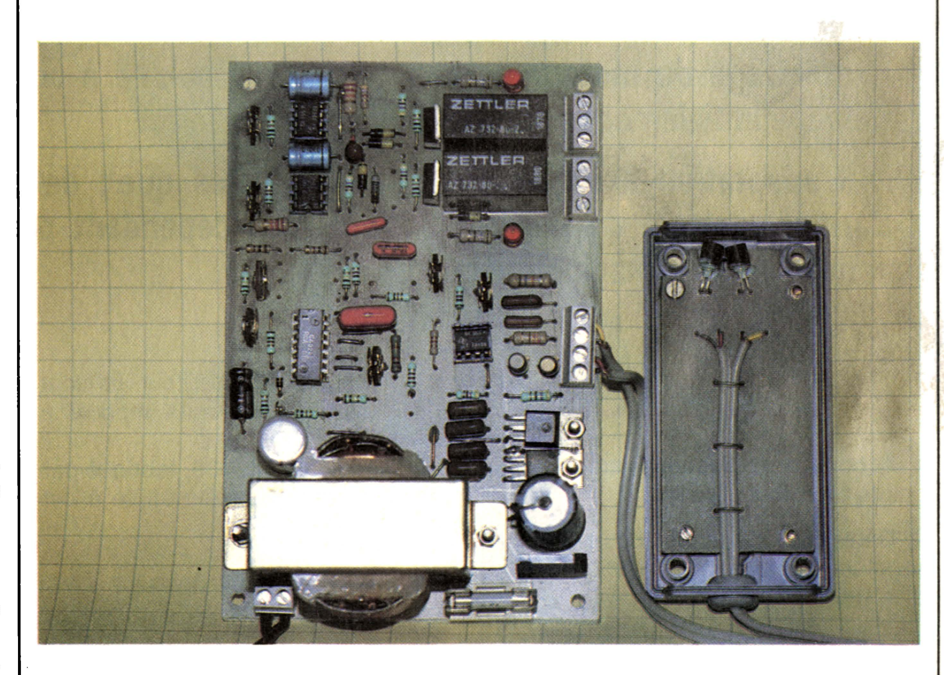


Photo 2

Examinons dans l'ordre le rôle de chacun des amplificateurs (IC_4 à IC_7) :

– *IC_4 :* adapteur d'impédance non inverseur de gain $(R_{10}/R_8) = 8$ dans lequel le choix de R_9 réalise l'adaptation de la charge du TIL 78. La capacité de liaison C_7 a été choisie de faible valeur de façon à obtenir une fréquence de coupure basse de l'ordre de 1 kHz, ce qui permet d'éliminer les problèmes que pourrait produire le 50 Hz du réseau de distribution d'énergie électrique.

$$f_{cb} = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 \cdot R_9}$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-9} \cdot 10^5}$$

$$= 1\ \text{kHz}$$

– *IC_5 :* amplificateur inverseur de gain variable entre 1 et 100 X, ce qui donne, pour IC_4 et IC_5 en série, un gain maximum de 800.

Fig. 2.

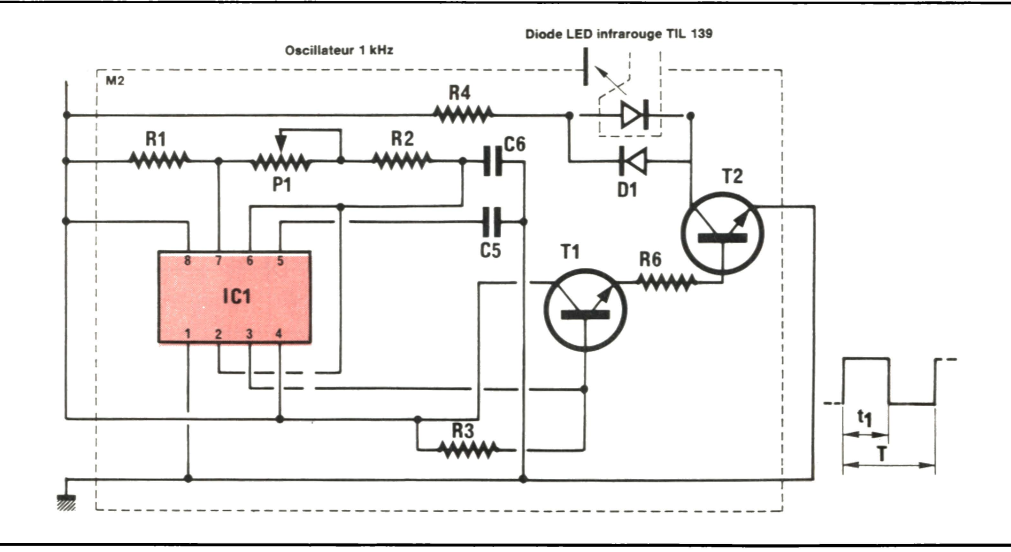


Fig. 3.

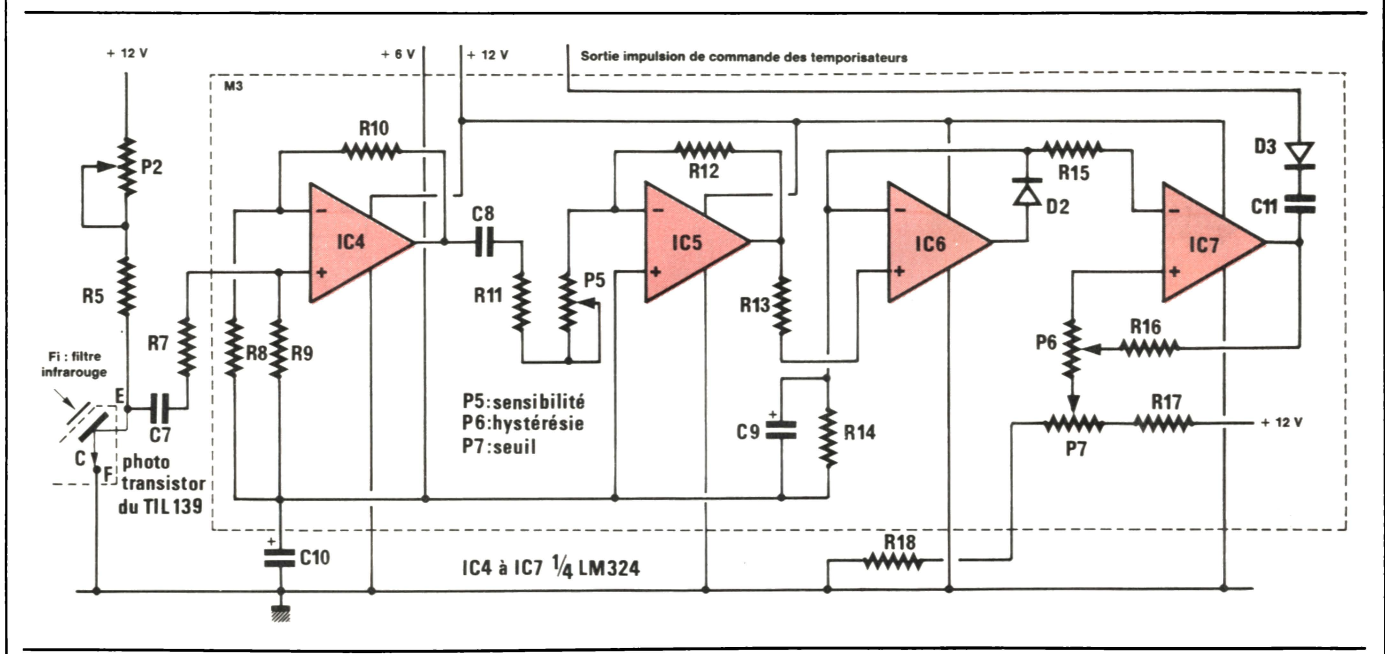


Fig. 4.

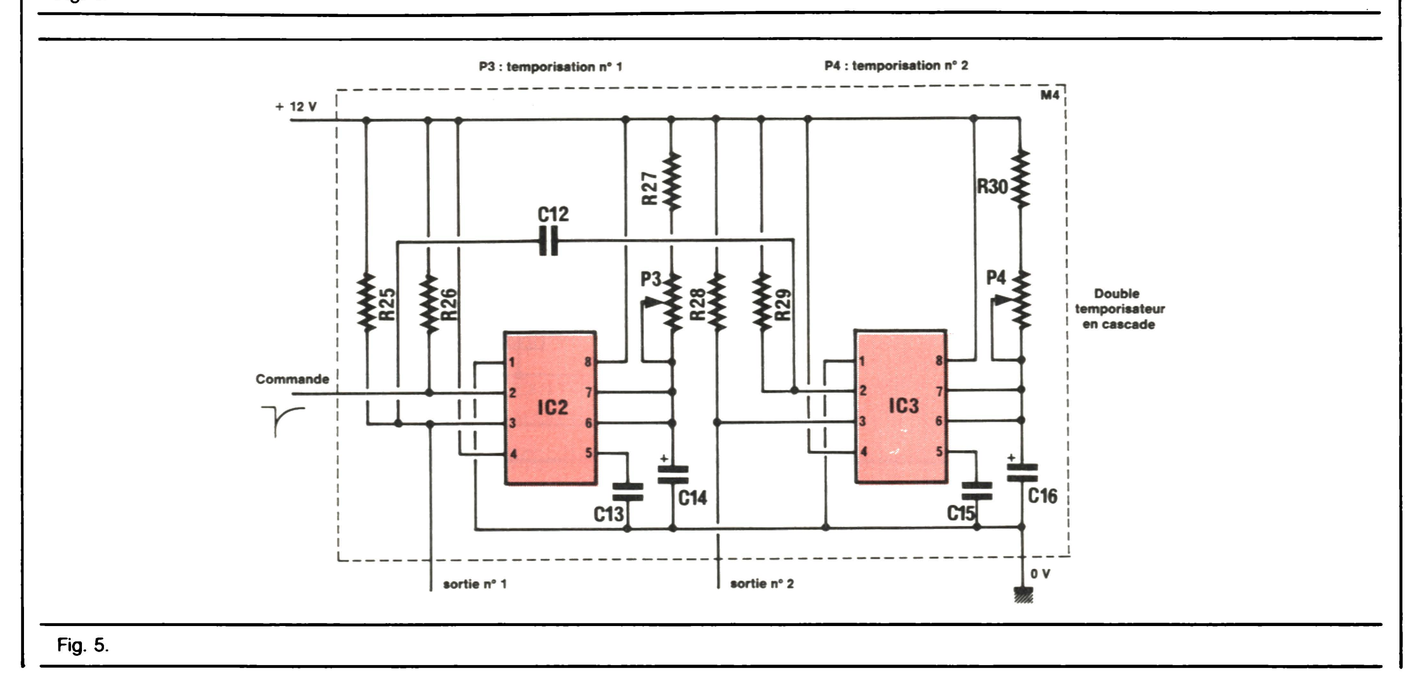


Fig. 5.

La sensibilité à l'entrée sera, de ce fait, égale à U c. à c. en sortie de IC_5 divisé par 800.

$$U_1 = \frac{12}{800} = 15 \text{ mV c. à c.}$$

Remarque : Il est possible, si cela s'avérait nécessaire (instabilités), de réduire le gain aux fréquences élevées en plaçant des condensateurs en parallèle sur R_{10} et R_{12} :

$$f_{ch} = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot R} \quad (R = R_{10} \text{ ou } R_{12})$$

Sur le prototype, aucun problème de ce genre n'est apparu et, de ce fait, aucune capacité n'a été placée en parallèle sur R_{10} et R_{12}.

– *IC_6 :* redresseur mono-alternance sans seuil. Cet étage redresse le signal de sortie de IC_5 et donne en sortie une tension continue positive lissée par C_9. Cette capacité détermine la vitesse de réponse du récepteur avec une constante de temps égale à :

$$\theta = R_{14} \cdot C_9 = 10^4 \cdot 10^{-5} = 0{,}1 \text{ s.}$$

La constante de temps θ peut être modifiée selon l'application envisagée en remplaçant la capacité C_9 par une autre valeur déterminée à l'aide de la formule ci-après :

$C_9 = \theta / R_{14}$, avec θ en secondes.

– *IC_7 :* trigger de Schmitt à seuil et hystérésis réglables.

L'utilisation d'un trigger de Schmitt permet, en premier lieu, de s'affranchir du bruit de fond présent dans la chaîne de réception ; en second lieu, d'obtenir, au moment de la détection du passage d'un objet devant le phototransistor, une impulsion raide à fond négatif pour la commande des temporisateurs.

Au repos, le trigger IC_7 présente, en sortie, une tension positive d'environ 12 V. Lors de l'apparition d'une tension positive à l'entrée inverseuse de IC_7, il y a basculement et la sortie du trigger passe à 0 V.

Le choix d'une tension positive en sortie du trigger ainsi que le seuil de basculement se fait à l'aide du potentiomètre P_7.

P_6, quant à lui, modifie le taux de rétroaction positive et, par conséquent, l'hystérésis du trigger. L'impulsion de sortie est ensuite différenciée par le condensateur C_{11} et seule la partie négative est envoyée vers les temporisateurs.

Les temporisateurs

Deux « 555 » montés en cascade (module M4 – **fig. 5**) réalisent deux temporisations successives réglables de 0,5 s à 6 s à l'aide des potentiomètres P_3 et P_4.

L'impulsion de commande du bloc récepteur est injectée dans la borne 2 de IC_2 et provoque le basculement de celui-ci ; après temporisation, le flanc de descente du signal de sortie disponible à la borne 3 est envoyé par C_{12} au deuxième temporisateur qui prend le relais alors que le premier retourne à zéro. La durée d'une temporisation se détermine de la façon suivante :

$t_m = 1{,}1\,(R_{27} + P_3)\,C_{14}$ (temps moteur)

$t_f = 1{,}1\,(R_{30} + P_4)\,C_{16}$ (coupure fil).

Etage de puissance

Les tensions de sortie des temporisateurs (module M5 – **fig. 6a**) sont envoyées aux entrées des transistors Darlington T_3 et T_4 *via* un jeu de diodes D_4, D_5, D_6 formant un circuit OU lors de la deuxième temporisation.

Le graphique de la **figure 6b** montre le séquencement des temporisa-

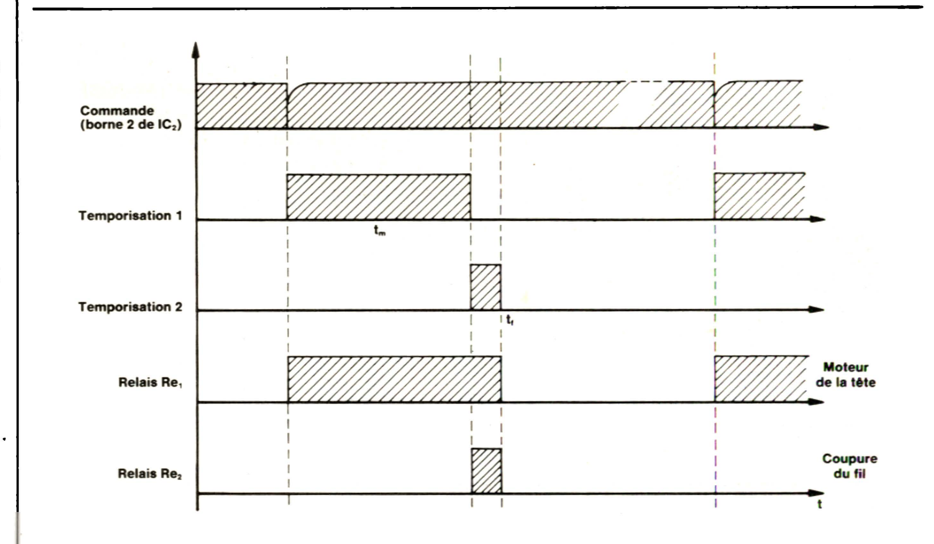


Fig. 6b.

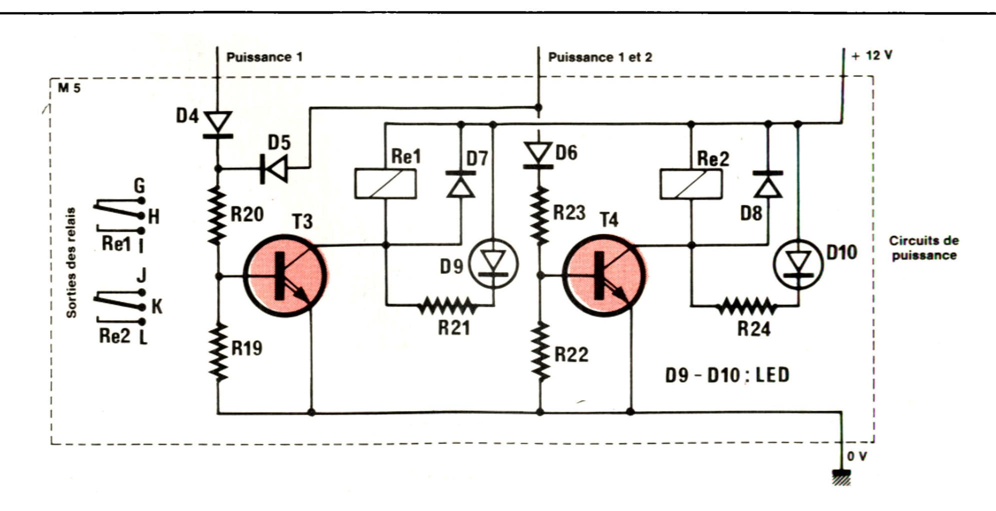


Fig. 6a.

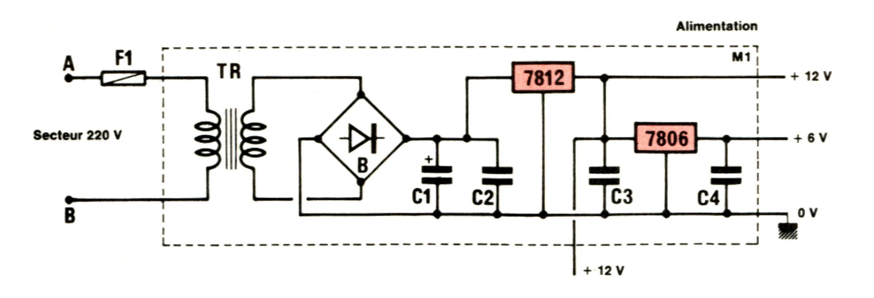


Fig. 7.

tions et des relais de l'étage de puissance.

L'étage de puissance utilise en sortie des relais (sorties G, H, I et J, K, L de la **figure 2**) mais pourrait, le cas échéant, être équipé de coupleurs opto-électroniques commandant des triacs. Deux LED, D_9 et D_{10}, visualisent les séquences de commande des moteurs.

L'alimentation

L'alimentation (module M1 **fig. 7**) utilise de façon classique un régulateur intégré de + 12 V / 1 A.

Un deuxième régulateur en cascade fournit du + 6 V, nécessaire à l'alimentation symétrique des amplificateurs opérationnels.

Le + 6 V devient pour les ampli-op le point 0 V, avec de part et d'autre + 6 V et – 6 V.

La **figure 8** donne le circuit imprimé du montage et l'implantation des composants.

Emetteur-récepteur infrarouge : technologie et réglage

Ce module, dont la réalisation apparaît à la **figure 9** est monté d'une façon un peu particulière.

Le TIL 139 est placé dans un boîtier plastique très robuste, comportant une fenêtre porteuse d'un filtre infrarouge ; l'utilisation d'un filtre évite le parasitage dû à l'éclairage ambiant (naturel ou artificiel) pouvant éventuellement provoquer des déclenchements intempestifs.

Divers essais ont montré qu'un fonctionnement correct est possible sans filtre infrarouge, mais il faut alors retoucher le potentiomètre P_2 selon le niveau de l'éclairage ambiant (naturel ou artificiel).

Le filtre permet de se libérer de cet inconvénient et autorise un réglage unique et définitif de P_2.

Procédure de réglage

Pour le réglage, il suffit de placer à distance de travail un objet devant le TIL 139 muni de son filtre et d'ajuster P_2 pour obtenir un signal d'amplitude maximale aux bornes E-F.

Mise au point

Elle s'effectue de la façon suivante :

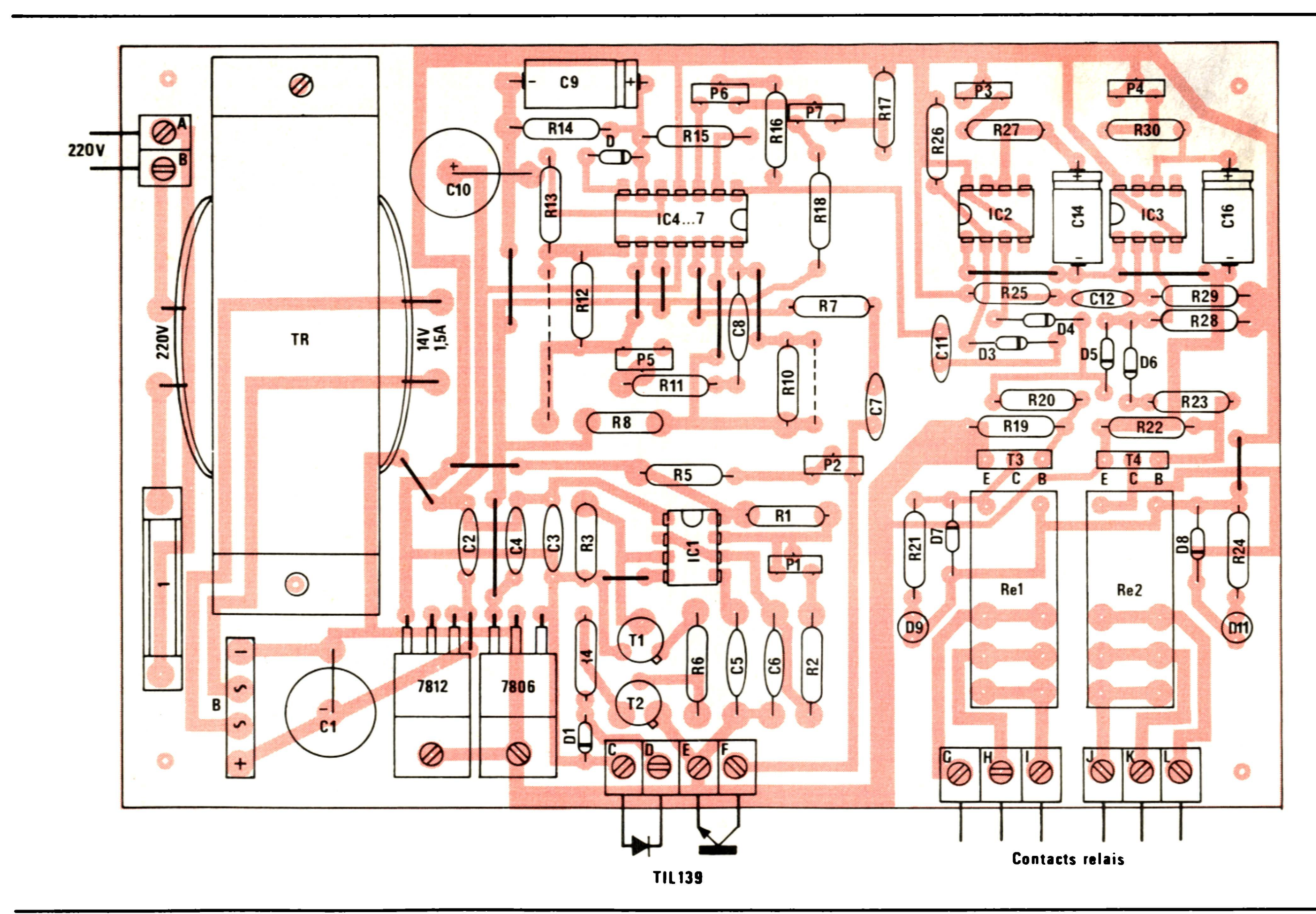


Fig. 8.

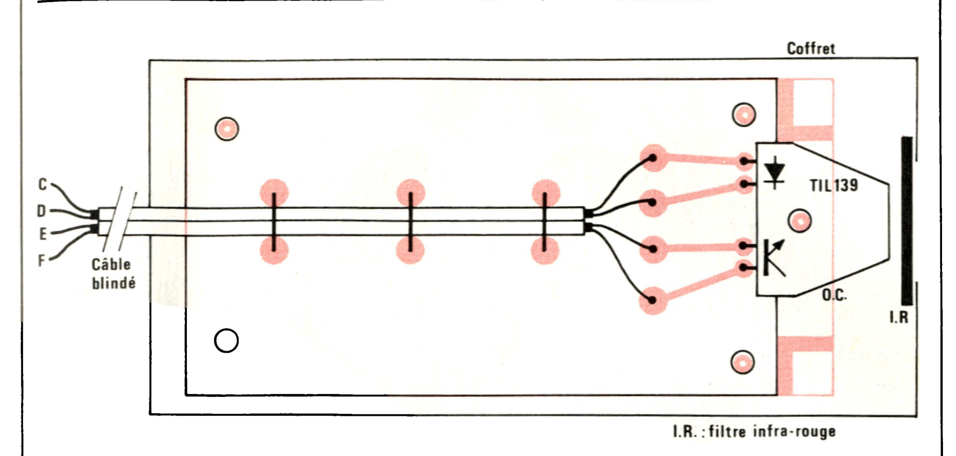


Fig. 9.

– Réglage de P_1 pour obtenir 1 kHz aux bornes C-D.

– Réglage de P_2 pour obtenir aux bornes E-F un signal d'amplitude maximale.

– Réglage simultané du gain (P_5), du seuil de détection (P_7) et de l'hystérésis (P_6) selon la distance et le type d'objet à détecter.

– Ajustage des temporisations à l'aide de P_3 et P_4 selon le type de récepteurs commandés par l'étage de puissance.

Remarque : Les temporisations peuvent être modifiées en changeant les résistances R_{27} et R_{30} (minimum 1 kΩ, maximum 1 MΩ) ou les capacités C_{14} et C_{16} (maximum 100 µF), ce qui donne une temporisation maximale d'environ 110 s.

Conclusion

De mise au point aisée, présentant une excellente sensibilité (de l'ordre de plusieurs mètres lors d'un essai avec TIL32 et TIL78), adaptable à toute une série d'applications, le montage qui précède est susceptible d'intéresser une large gamme d'utilisateurs auxquels se posent des problèmes de détection d'objets fixes ou en mouvement.

Ch. Vandenbussche

SERVICE-LECTEURS N° 122



Conception d'un régulateur à découpage de 30 W

Les régulateurs à découpage ont acquis beaucoup de notoriété au cours de ces dernières années grâce à des avantages incontestables tels que faible poids, faible volume et surtout nette amélioration du rendement.

Les régulateurs à découpage sont utilisés dans des dispositifs électroniques disposant d'une tension continue délivrée par une batterie ou par une tension obtenue après le redressement de la tension secondaire d'un transformateur 50 Hz qui assure l'isolement du secteur et de la tension de sortie désirée.

Cet article a pour but de décrire la conception d'un régulateur à découpage non isolé de 30 W. Ce régulateur, fonctionnant à partir d'une tension continue de 24 V variable de 18 à 32 V, permet d'obtenir une tension de sortie régulée de 12 V avec un courant de 2,5 A.

Principe du régulateur abaisseur de tension non isolé

Le schéma simplifié du régulateur à découpage est représenté par la **figure 1**. Ce circuit est connu en électrotechnique sous le nom de hacheur.

Si nous supposons que l'inductance L_1 a une résistance négligeable, et en négligeant la tension de saturation lorsque le transistor conduit, une tension constante $V_e - V_s$ est appliquée aux bornes de cette inductance. Le courant dans L_1 croît de façon linéaire :

$$I_L = \frac{V_e - V_s}{L} \cdot t$$

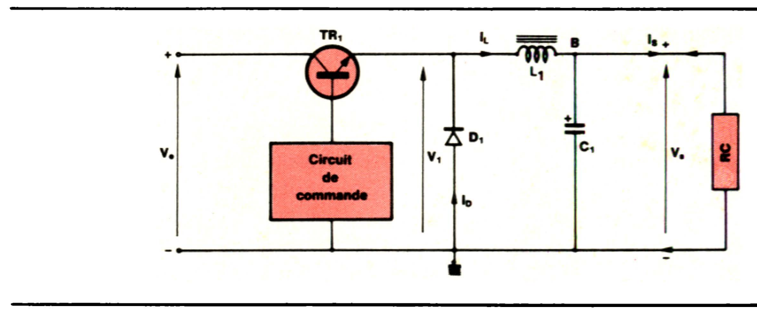


Fig. 1.

Dès que ce courant dépasse la valeur de I_s débité par la tension de sortie, le condensateur C_1 commence à se charger.

Puis le transistor TR_1 se bloque. Le courant dans l'inductance étant alors à $I_{L\ max}$, il faut que cette énergie emmagasinée soit restituée à la charge. Comme le courant tend à continuer à passer dans L_1, le potentiel au point B, qui était égal à V_e lorsque TR_1 conduisait, s'abaisse rapidement. Dès que ce potentiel arrive un peu en dessous de zéro, la diode D_1 devient conductrice. La tension aux bornes de L_1 est alors $-V_s$ et le courant dans

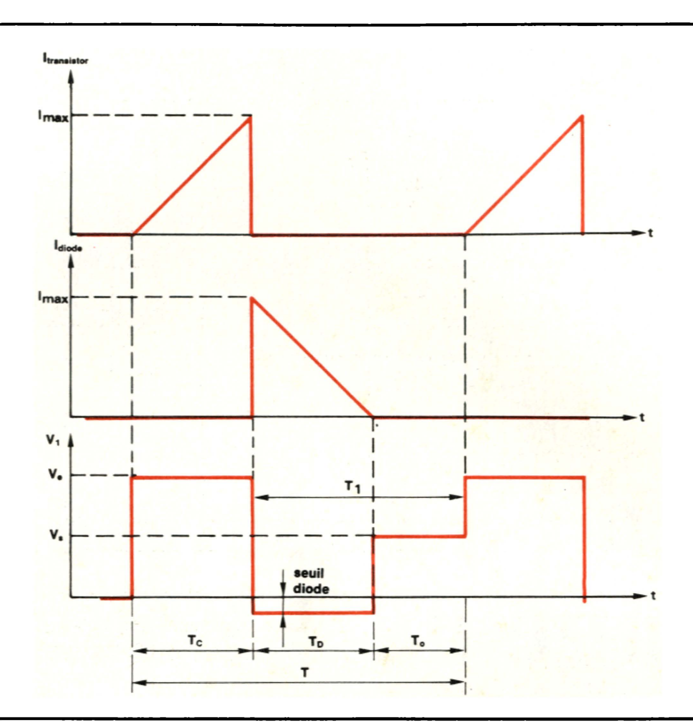


Fig. 2.

l'inductance décroît suivant la loi :

$$I_L = I_{max} - \frac{V_s}{L} \cdot t$$

Le circuit de commande prélève une partie de la valeur moyenne de sortie et la compare à une tension de référence. La variation entre V_s et $V_{réf}$ détermine le rapport cyclique, autrement dit le temps de conduction de TR_1 de façon à ce que la tension V_s reste pratiquement constante.

Le rapport du temps de conduction au temps de blocage détermine l'amplitude de la tension de sortie : le temps de conduction de la diode (T_D) ou temps de récupération, se situant entre deux périodes de conduction du transistor (T_c). Selon que le courant de sortie I_S est important ou non, il peut se produire deux possibilités :

– le temps compris entre deux périodes de conduction du transistor est plus grand que le temps de conduction de la diode ;

– l'inductance n'est pas déchargée entièrement lorsque le transistor entre à nouveau en conduction.

Nous nous proposons d'examiner les deux cas :

● **L'inductance est complètement déchargée entre deux conductions du transistor,** ceci en particulier lorsque I_S est faible (à vide).

D'après la **figure 1,** nous pouvons voir que $V_{1\,moy} = V_s$; d'autre part, $V_1 = V_s$ lorsque TR_1 conduit, cela en négligeant les pertes dans le transistor. La tension V_1 est égale à la tension de seuil de la diode (affectée du signe –) lorsque le transistor est bloqué et que celle-ci conduit.

Les oscillogrammes en différents points du circuit sont donnés sur la **figure 2.**

La variation du courant collecteur pendant la conduction de ce dernier est T_C :

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L}$$

De même la décroissance du courant dans L_1, lorsque c'est la diode qui conduit (T_D) est égale à :

$$-\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L}$$

Mais il peut exister un temps T_o pendant lequel ni le transistor ni la diode ne conduisent, cela lorsque :

$$T_1 > \frac{V_e - V_s}{L} \cdot T_C$$

Le courant maximal dans le transistor est donné par :

$$I_{max} = \frac{V_e - V_s}{L} \cdot T_C$$

Le courant maximal dans la diode est donné par :

$$I_{max} = \frac{V_s}{L} \cdot T_D$$

● **L'inductance n'est pas entièrement déchargée entre les deux conductions du transistor** (fonctionnement en charge). Dans ce cas les oscillogrammes sont représentées par la **figure 3.**

Dans ce cas, le courant collecteur au départ n'est pas nul mais prend une certaine valeur I_0. L'inductance ne se décharge pas complètement et il circule encore un courant I_0 dans la diode au moment où le transistor devient conducteur ; donc :

$$V_{1\,moy} = V_e \frac{T_C}{T}$$

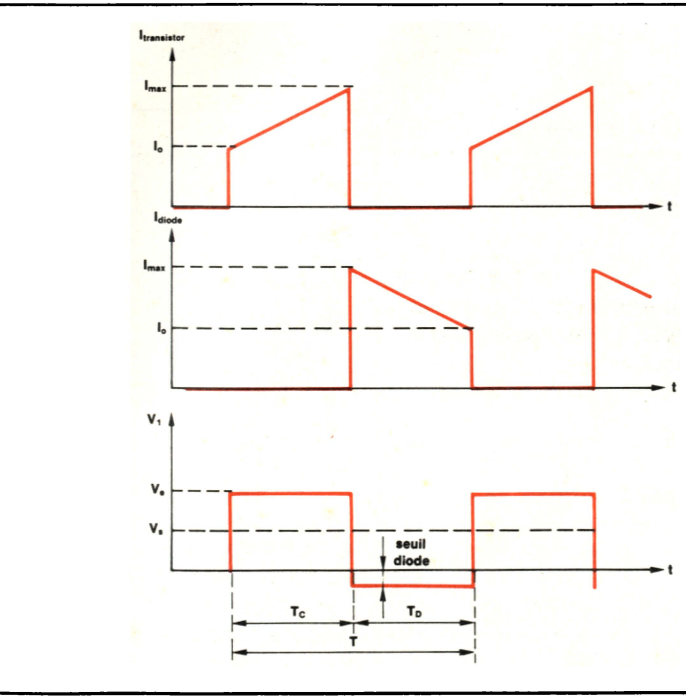


Fig. 3.

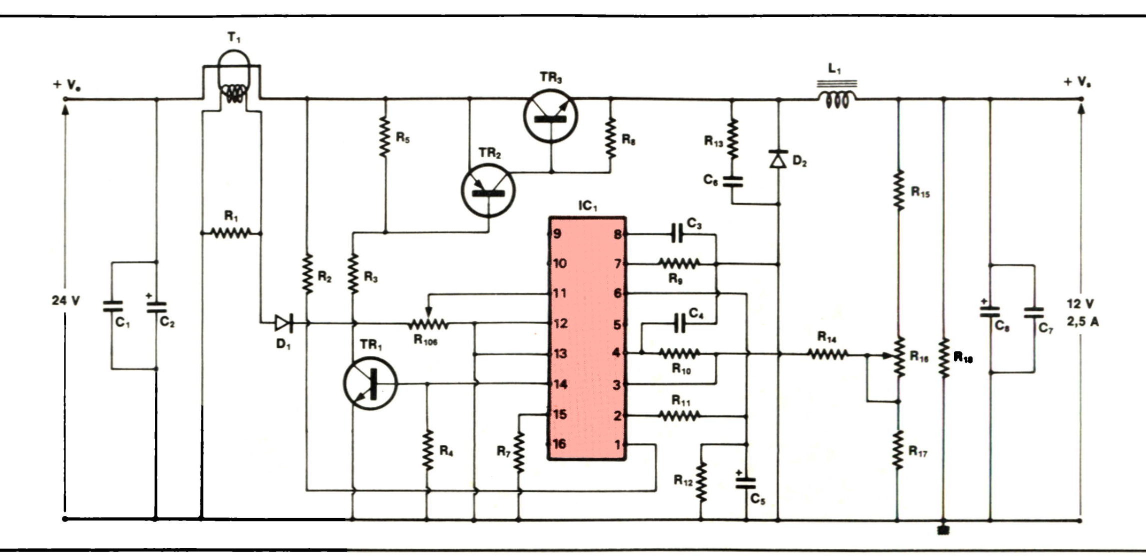


Fig. 4.

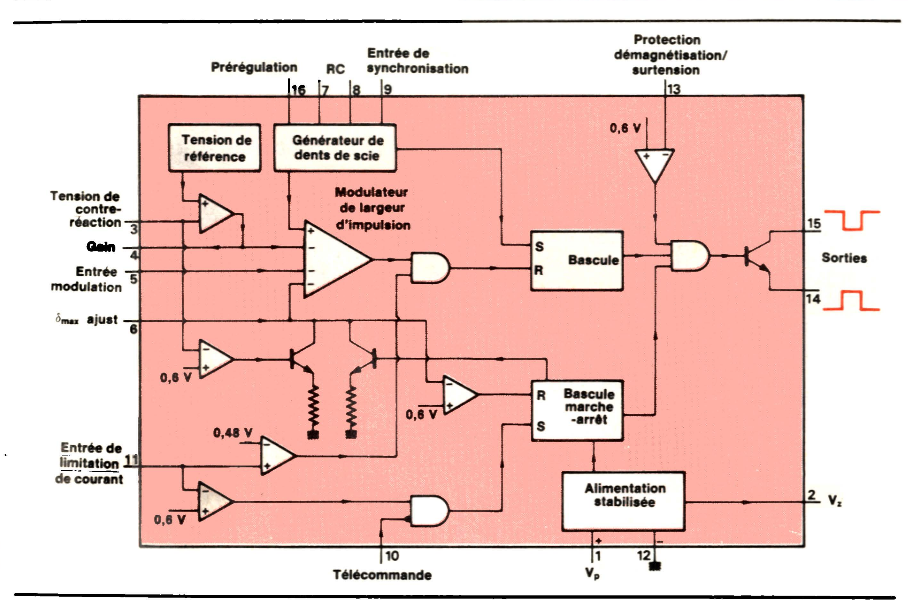


Fig. 5.

ou encore : $T_C = \dfrac{V_s}{V_e \cdot F}$

Pendant la conduction du transistor, nous avons :

$$I_{max} - I_0 = \frac{T_C\,(V_e - V_s)}{L}$$

La valeur ($I_{max} - I_0$), que nous allons appeler ΔI_L, correspond à l'amplitude du courant pulsé traversant l'inductance L_1. Donc :

$$\Delta I_L = \frac{T_C\,(V_e - V_s)}{L}$$

$$\text{d'où : } L = \frac{(T_C\,(V_e - V_s)}{\Delta I_L}$$

Description du régulateur

Le schéma du convertisseur est représenté par la **figure 4**.

Circuit de commande

L'élément principal qui constitue le circuit de commande est le circuit intégré TDA 1060. Celui-ci se compose des étages suivants :

– une alimentation stabilisée comportant une référence de tension interne ;
– un amplificateur d'erreur dont le gain est ajustable ;
– un générateur de dents de scie synchronisable ;
– un modulateur de largeur d'impulsions dont le rapport cyclique (δ) peut être limité extérieurement ;
– des circuits de protections en courant, un circuit de démarrage, un circuit de détection de faute et un circuit d'arrêt instantané ;
– un étage de sortie capable de fournir les signaux de rapport cyclique δ ou ($1 - \delta$) ;
– un circuit permettant la modulation inverse du rapport cyclique.

La **figure 5** représente le schéma synoptique du TDA 1060.

Ce circuit intégré est alimenté à partir du 24 V d'entrée à travers la résistance R_2 qui a pour but de limiter le courant dans le TDA 1060.

La fréquence de commutation du convertisseur est fixée à 22 kHz par C_3 et R_9.

Les signaux de commande apparaissent à la sortie 14 du circuit intégré. Le rapport cyclique est variable en fonction de la tension de sortie, du courant de charge et de la tension d'entrée V_e.

Les impulsions de sortie de IC_1 sont appliquées sur la base de TR_1 qui est un étage inverseur et amplificateur pour commander l'étage de puissance.

Etage de puissance

L'élément de commutation est constitué de deux transistors TR_2 et TR_3 montés en « super follower ».

Dans ce circuit le transistor TR_3 est traversé par le courant maximal de l'inductance L_1. Il doit être choisi pour ce courant $I_{C\,sat} > I_{L\,max}$. Pendant le blocage, TR_3 est soumis à la tension de la batterie, son VCEO doit être supérieur à la valeur maximale de la tension d'entrée.

Le transistor de puissance TR_3 du type BDX77 est commandé par un étage driver TR_2 du type 2N2905A. C'est le courant collecteur de celui-ci qui fournit le courant de base nécessaire à TR_3. La résistance R_8 montée entre base et émetteur de ce transistor est nécessaire pour éliminer plus

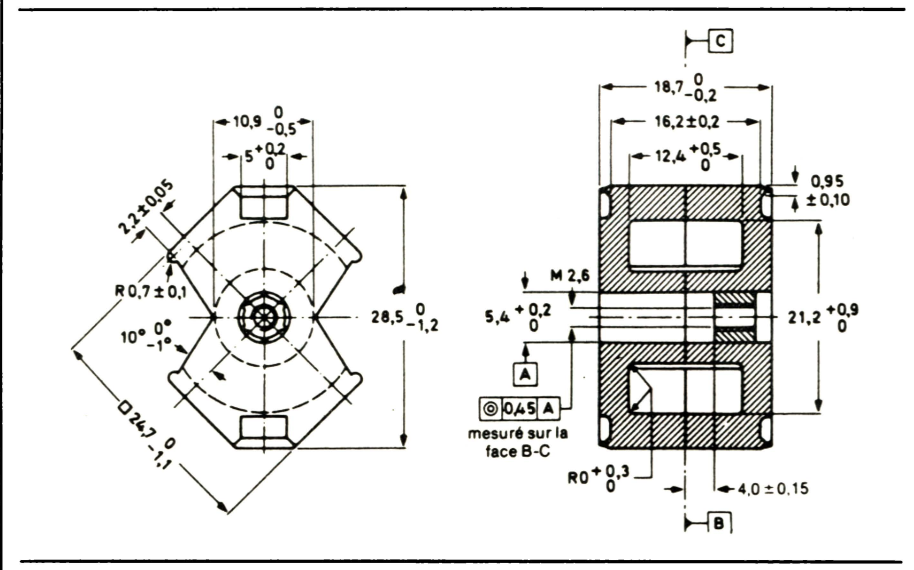


Fig. 6.

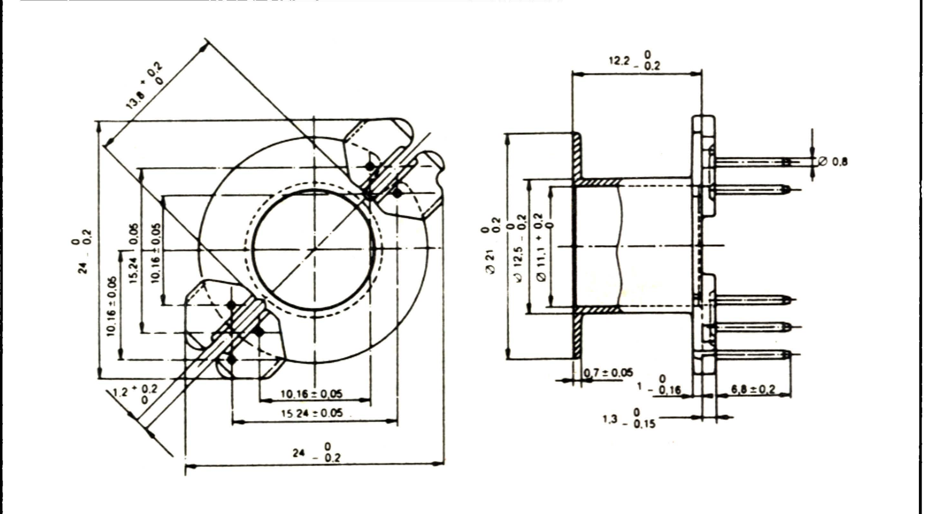


Fig. 7.

rapidement les charges stockées dans le transistor pendant sa conduction et assurer ainsi un blocage rapide. Malgré cela, l'absence de courant inverse de base ne permet pas d'augmenter la fréquence de commutation du convertisseur, ce qui augmenterait les pertes de commutation au moment du blocage. Pour remédier à cet inconvénient, il serait nécessaire de modifier l'étage de commande en insérant par exemple un transformateur driver, mais le coût de réalisation en serait augmenté.

Etant donné la puissance relativement faible de ce régulateur, il semble préférable de conserver un système n'utilisant que peu de composants.

Régulation de la tension de sortie

Une partie de la tension de sortie qui est réglée par le potentiomètre R_{116} est comparée à la référence interne du circuit intégré.

Lorsqu'il y a une variation entre V_s et $V_{réf}$, le modulateur de largeur d'impulsions augmente ou diminue le temps de conduction du transistor de puissance pour assurer la régulation de la tension de sortie V_s.

Inductance

Calcul

L'amplitude du courant pulsé (ΔI_L) dans l'inductance de sortie L_1 est inversement proportionnelle à sa valeur.

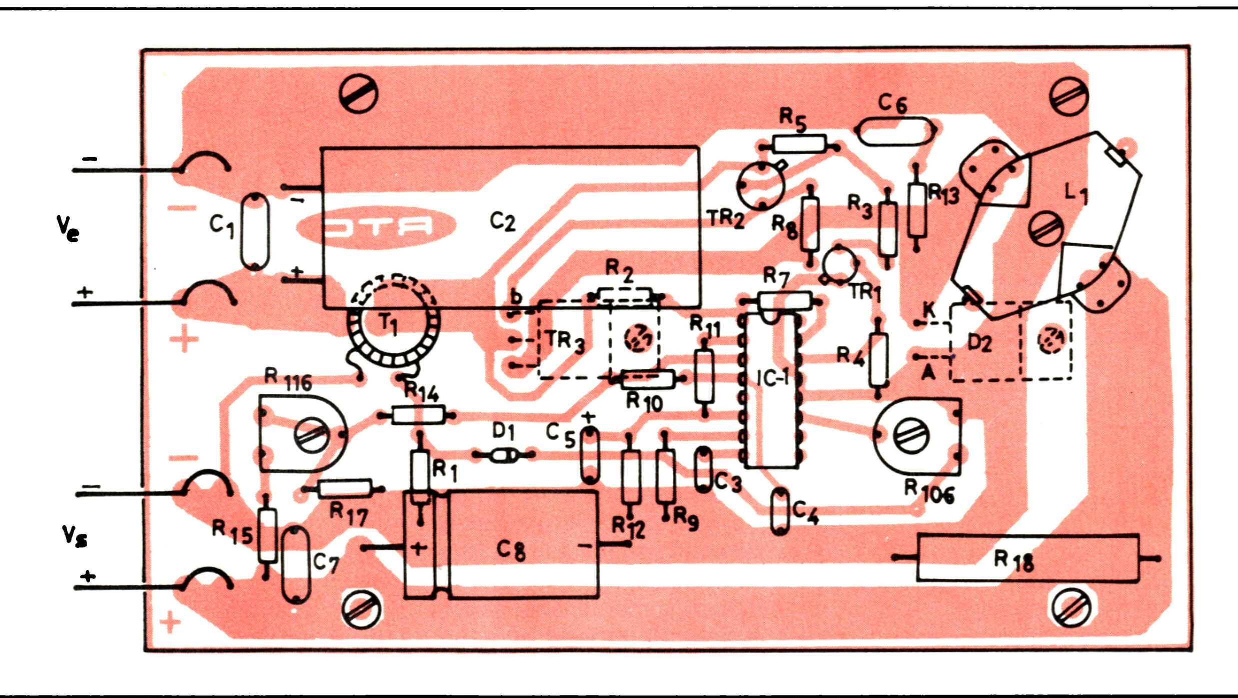


Fig. 8.

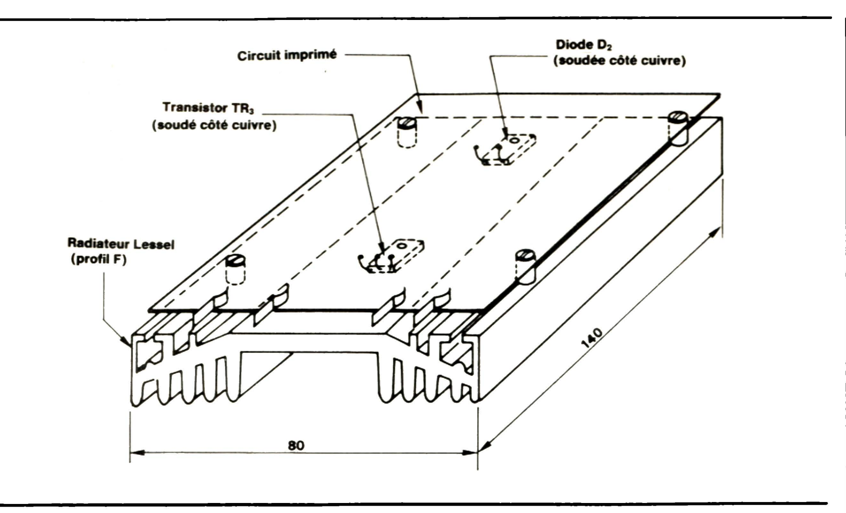


Fig. 9.

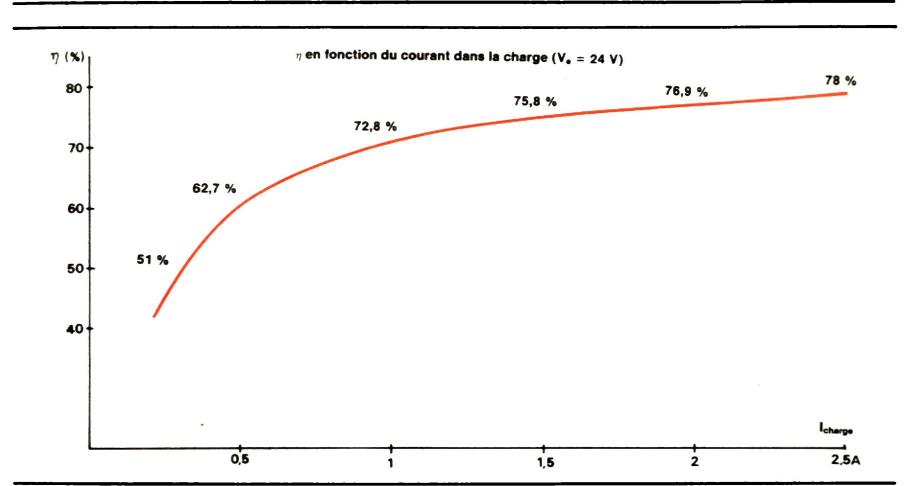


Fig. 10.

Nous avons déterminé expérimentalement que l'amplitude du courant pulsé ΔI_L peut représenter 10 à 20 % de la valeur du courant de sortie (I_s) en pleine charge, soit :

$$0,1\ I_s < \Delta I_L < 0,2\ I_s$$

La relation donnant la valeur de l'inductance est :

$$L = \frac{T_C\,(V_e - V_s)}{\Delta I_L}$$

dans laquelle :

$$T_C = \frac{V_s}{V_e \cdot F}$$

V_e = 24 V

V_s = 12 V

F = 22 kHz

ΔI_L = 0,2 I_s, soit 0,5 A

$$\text{donc : } L = \frac{22,7 \cdot 10^{-6}\,(24 - 12)}{0,5}$$

$$= 540\ \mu H$$

Dans cette réalisation, nous avons choisi le circuit RM10 en matériau 3C8. Les caractéristiques électromagnétiques sont les suivantes :

A_e = 83,2 mm^2

V_e = 3 470 mm^3

l_e = 41,7 mm

B_{max} = 0,3 T

Les caractéristiques mécaniques sont données par la **figure 6.**

Le nombre de spires de l'inductance est donné par la relation :

$$N = \frac{L\,(I_{s\,max} + I'_s) + \Delta I_L/2}{B \cdot A_e}$$

I'_s représente l'augmentation du courant de sortie lorsque le convertisseur est en surcharge :

$$I'_s = 0,25 \cdot I_s$$

donc :

$$N = \frac{540 \cdot 10^{-6}\,[2,5 + 0,625 + 0,5/2]}{0,3 \cdot 83,2 \cdot 10^{-6}}$$

$$= 73,01$$

soit 73 spires.

Réalisation

Les 73 spires sont bobinées sur une carcasse de référence 4 322 021 32 440 représentée par la **figure 7**. Le diamètre du fil émaillé utilisé est de 35/100. Le bobinage est réalisé à spires jointives sans isolement entre couche. L'entrefer global, pour obtenir la valeur de l'inductance désirée, est de 1,6 mm.

Diode de récupération

Le choix du type de la diode de récupération est fait en fonction de la valeur maximale du courant moyen qui la traverse. La tension inverse devra être supérieure à la tension maximale d'entrée soit : $V_{RRM} > 32$ V. De plus, il est nécessaire que cette diode possède un temps de recouvrement faible. La diode BYW 29-50 de technologie épitaxiale correspond en tous points aux paramètres désirés.

Les caractéristiques principales de la diode BYW29-50 sont :

- V_{RRM} : 50 V
- $I_{F(AV)}$: max. 7 A
- V_F : max. 0,85 V
- T_{rr} : max. 35 ns

Un réseau R_{13} C_6 est connecté en parallèle sur la diode de récupération D_2 pour supprimer les oscillations dues aux capacités parasites, en particulier lorsque le courant de sortie est faible.

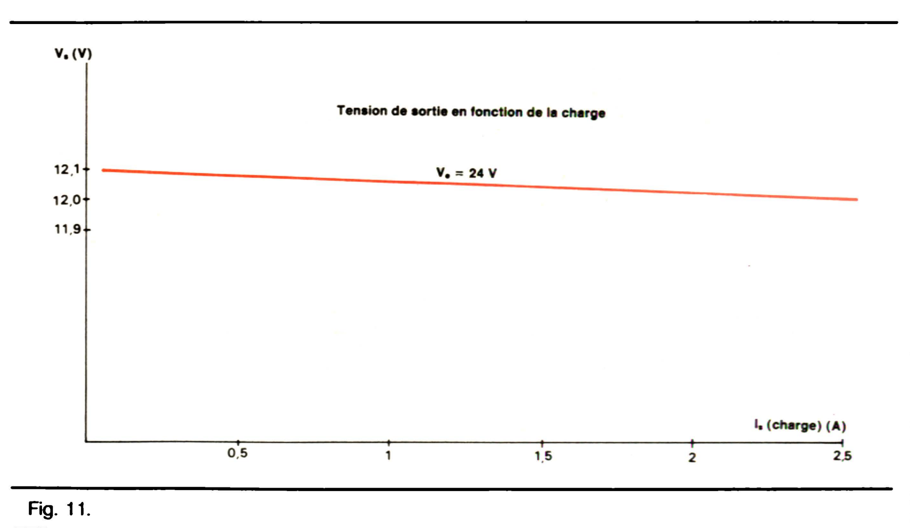


Fig. 11.

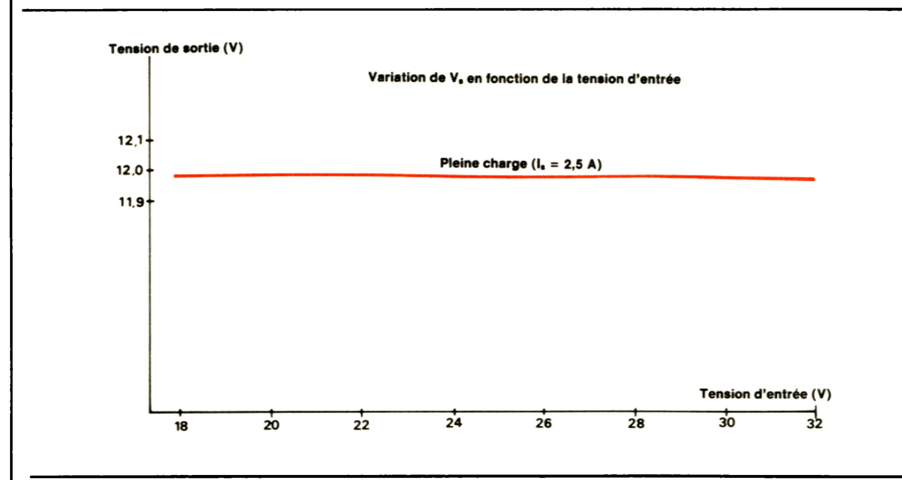


Fig. 12.

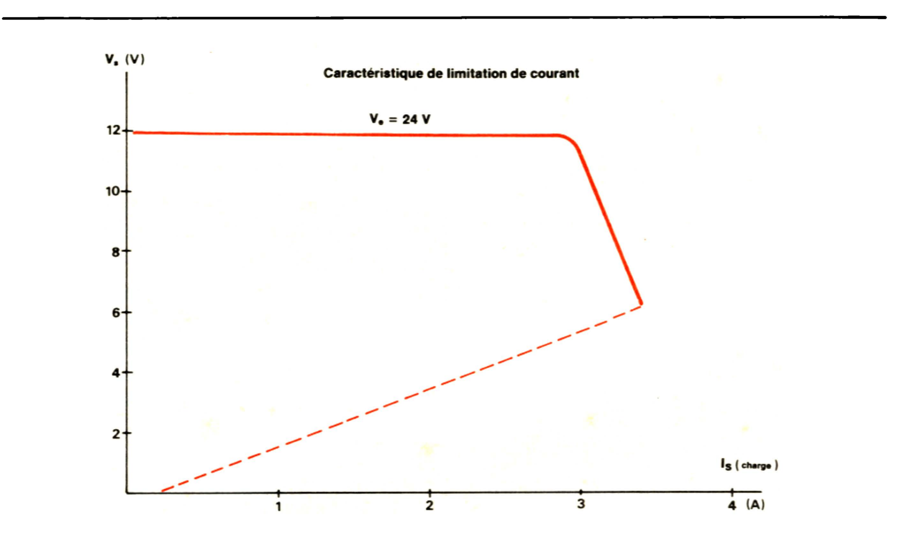


Fig. 13.

Circuit de protection

Lors d'un court-circuit à la sortie du régulateur ou d'une surcharge, il faut protéger l'étage de puissance. Pour cela nous utilisons un transformateur de courant qui est constitué d'un tore 14/9/5 en 3H2. L'enroulement primaire qui comprend une seule spire de 1 mm^2 est traversé par le courant collecteur de TR_3 qui fournit aux bornes de l'enroulement secondaire, constitué de 100 spires en fil émaillé de 25/100, une tension qui est pratiquement l'image de ce courant. Cette tension est ensuite appliquée à l'entrée 11 du TDA 1060, qui permet de limiter le courant en cas de surcharge grâce aux deux comparateurs internes ayant respectivement un seuil de 0,48 V et 0,6 V. La valeur du courant de limitation choisi est obtenue par le réglage du potentiomètre R_{106}. Lorsqu'une surcharge se produit, la tension de sortie diminue en fonction du courant traversant la charge. En cas de court-circuit, la tension de sortie s'annule.

Réalisation de la maquette

Résultats de mesures

Le convertisseur est réalisé sur une carte ayant pour dimensions : longueur 140 mm, largeur 80 mm. Le circuit imprimé est représenté par la **figure 8.** L'implantation des différents composants est donnée sur la même figure.

Le transistor de puissance TR_3 et la diode D_2 sont soudés côté cuivre et montés isolés sur un radiateur Lessel profil F ayant les mêmes dimensions que le circuit imprimé. Le dessin du montage mécanique radiateur, circuit imprimé est représenté par la **figure 9.**

Mesure de rendement

Pour une tension d'entrée de 24 V, la tension mesurée à la sortie du convertisseur est de 11,98 V, ceci avec un courant débité dans la charge de 2,5 A, soit une puissance de 29,95 W. A l'entrée le courant relevé est de 1,6 A, soit une puissance d'entrée de 38,4 W.

Le rendement du convertisseur à pleine charge pour une tension d'entrée de 24 V est donc :

$$\eta = \frac{P_S}{P_E} = \frac{29,95}{38,4} = 78 \ \%$$

La courbe de la **figure 10** représente la variation du rendement en fonction du courant dans la charge.

Mesure de la régulation de la tension de sortie

– Régulation de la tension de sortie en fonction de la charge **figure 11.**

Pour une variation de la charge de 0 à 100 %, la tension de sortie varie de 12,100 V à 12,010 V en charge, soit $\Delta V_s = 0,09$ V.

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} = \frac{0,09}{12,010} = 0,0074$$

$$\text{soit } \frac{\Delta V_s}{V_s} < 0,8 \ \%$$

– Variation de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée : **figure 12.**

Lorsque la tension d'entrée varie de 18 à 32 V, la tension de sortie en charge passe de 11,980 V pour 18 V à 11,960 V pour 32 V.

$$\Delta V_S = 0,02 \text{ V}$$

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} = \frac{0,02}{11,990} = 0,0016$$

$$\text{soit : } \frac{\Delta V_s}{V_s} < 0,2 \ \%$$

Caractéristique de limitation

La variation de la tension de sortie en fonction des surcharges est représentée à la **figure 13.**

Relevé des oscillogrammes

La **figure 14** représente le courant I_L dans l'inductance de sortie ainsi que la forme de la tension aux bornes de la diode D_2 lorsque le convertisseur est à vide.

Sur la **figure 15,** I_L et VD_2 sont représentés dans le cas du fonctionnement à pleine charge.

La tension résiduelle de sortie **(fig. 16)** est de 49 mV pour la puissance nominale de sortie.

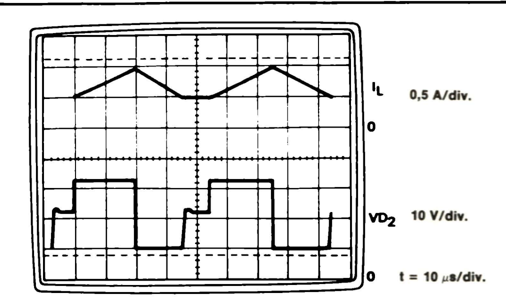


Fig. 14.

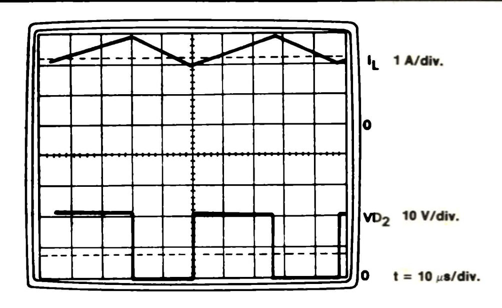


Fig. 15.

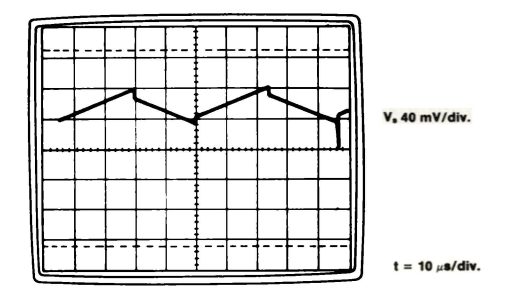


Fig. 16.

Tableau 1.

Tension d'entrée	nominale 24 V continue (variable de 18 V à 32 V)
Tension de sortie	12 V
Courant de sortie	2,5 A
Fréquence de travail	22 kHz
Régulation en ligne – 25 % V_e + 30 %	< 0,2 %
Régulation de charge (0 à 100 %)	< 0,8 %
Rendement pleine charge	78 %
Tension résiduelle de sortie (pleine charge)	40 mV
Température d'utilisation	0 °C à + 55 °C
Protection contre les surcharges et les courts-circuits en sortie.	

Le résumé des caractéristiques est donné par le **tableau 1.**

G. Cornec et R. Dolbachian
RTC – La Radiotechnique Compelec
Laboratoire d'applications

Référence

« Réalisation d'un convertisseur d'une puissance de 30 W », G. Cornec (Rapport interne FPO 7902).

Nomenclature des composants

Composants actifs

TR_1 : 2N2222
TR_2 : 2N2905A
TR_3 : BDX77
D_1 : BAX 13
D_2 : BYW 29/150
IC_1 : TDA 1060

Résistances

R_1 : 120 Ω
R_2 : 470 Ω
R_3 : 1,5 kΩ
R_4 : 470 Ω
R_5 : 1 kΩ
R_7 : 4,7 kΩ
R_8 : 68 Ω
R_9 : 18 kΩ
R_{10} : 100 kΩ
R_{11} : 2,2 kΩ
R_{12} : 2,7 kΩ
R_{13} : 1,2 kΩ
R_{14} : 470 Ω
R_{15} : 470 Ω
R_{17} : 120 Ω
R_{18} : 68 Ω
R_{106} : 470 Ω
R_{116} : 470 Ω

Condensateurs

C_1 : 0,15 µF/100 V
C_2 : 2 200 µF/40 V
C_3 : 3,3 nF
C_4 : 3,3 nF
C_5 : 22 µF/10 V
C_6 : 47 nF/250 V
C_7 : 0,15 µF/100 V
C_8 : 2 200 µF/16 V

Bobinages

T_1 : transformateur de courant (tore 14/9/5 en 3H2 – primaire 1 spire ; 110/100 isolé – secondaire 100 spires ; 25/100)
L_1 : inductance RM 10 (73 spires 75/100, entrefer 1,6 mm ; valeur 500 µH)

Les composants sont de marque RTC.

Fluke intègre un nouveau champion

Fluke 8840A: Le multimètre 200.000 points que vous recherchez.

Sa programmation et son utilisation sont très simples; il s'intègre facilement dans votre système. Le 8840A est très souple, il dispose de toutes les fonctions nécessaires avec, en plus, la meilleure précision et la plus grande vitesse d'acquisition de sa classe.

Vous bénéficiez du support technique Fluke, de plus, la fiabilité du matériel et l'espacement des calibrations (s'effectuant sur le site d'utilisation) vous assurent une disponibilité optimale.

Faites le bilan, ce multimètre vous offre plus dans la gamme des appareils 200.000 points intégrables.

Pourquoi ne pas être exigeant?

FLUKE, LE LEADER MONDIAL DES MULTIMETRES NUMERIQUES.

FLUKE 8840A

Gammes automatiques volts, ohms et ampères
Incertitude de base en volts continus: 50 ppm annuels
Incertitude de base en volts alternatifs: 0,16% annuels
2½, 20 et 100 lectures/seconde
Commandes simples et évidentes
Option Interface IEEE 488
Option Voltmètre efficace vrai
Entrées avant et arrière
Montages rack simple et côte à côte



606, Rue Fourny - Z.I. De Buc - B.P. no. 31-78530 Buc -
Tél.: (3) 956.81.31 (lignes groupées) - Telex: 695414
Aix-en-Provence (42) 39 90 30
Lyon (78) 76 04 74
Rennes (99). 53 72 72
Toulouse (61) 63 89 38





Asservissement de fréquence par pas d'un mégahertz : la méthode douce

Il en est de l'asservissement comme de la médecine : les méthodes « douces » et « classiques » se font concurrence. Dans les deux cas, c'est la méthode douce qui est la plus ancienne. En effet, ce qui est désormais classique en matière d'asservissement pour synthèse de fréquence, c'est l'utilisation de multiples diviseurs commutables ou décompteurs programmables.

Souvent, cette technique est rigide, lourde et encombrante, tout en étant coûteuse sur le plan des composants autant que sur celui de la consommation. De plus, elle est affectée d'un effet secondaire qui est souvent une contre-indication : le rayonnement électromagnétique, avec élaboration de fréquences de battement qu'on retrouve aux endroits les plus inattendus d'un montage, voire dans un environnement radioélectriquement sensible.

La méthode douce divise la consommation au moins par dix, dans le cas d'une application aux alentours de 30 MHz. Elle passe, néanmoins, pour moins élégante que la méthode essentiellement binaire. Mais on peut toujours essayer d'instiller, dans la méthode qu'on aura mise en œuvre, une dose plus ou moins forte de l'autre.

Asservissement discret et limité

Asservir, avec pilotage par quartz, un oscillateur successivement sur 4 MHz, 5 MHz, 6 MHz, et ainsi de suite jusqu'à 30 ou 40 MHz, c'est une technique qu'on doit pratiquer pour certaines applications à la mesure aussi bien que pour les télécommunications.

Si on veut ainsi obtenir, par exemple, 37 MHz par la méthode classique, on doit diviser la fréquence d'un oscillateur par 37, puis comparer le résultat de cette division avec un oscillateur à quartz de 1 MHz. Ensuite, on utilise le résultat de la comparaison pour amener la fréquence de l'oscillateur exactement sur la valeur voulue. Or, pour diviser 37 MHz par un nombre impair, on a besoin d'un diviseur programmable qui fonctionne au moins encore à 80 MHz en binaire pur. Bien entendu, un tel diviseur consomme et rayonne beaucoup, alors que les succédanés, tels que le diviseur par 10/11, ne se distinguent pas par leur pureté spectrale.

La méthode douce utilise, elle aussi, un oscillateur commandé par diode varicap. Mais avant de l'asservir sur ces 37 MHz qu'on voudrait obtenir, on commence par appliquer, à cette varicap, une tension telle que l'on soit déjà amené en voisinage immédiat de la fréquence souhaitée. Dès lors, il suffit d'un effort infime pour pousser le verrou.

La simplicité de la chose est extrême quand il s'agit d'une programmation manuelle, car il suffit alors de placer le bouton d'un potentiomètre en face d'un repère, puis d'observer un signal lumineux qui indique que l'asservissement a bien eu lieu. Cela n'empêche pas que la programmation d'une tension soit également possible avec un convertisseur digital-analogique ou avec une chaîne de diviseurs suivie de portes analogiques. L'asservissement sera particulièrement rapide si on commute la tension de commande de façon douce, c'est-à-dire en la faisant monter tout juste assez lentement pour que cet asservissement puisse se faire dès la première identité des deux fréquences.

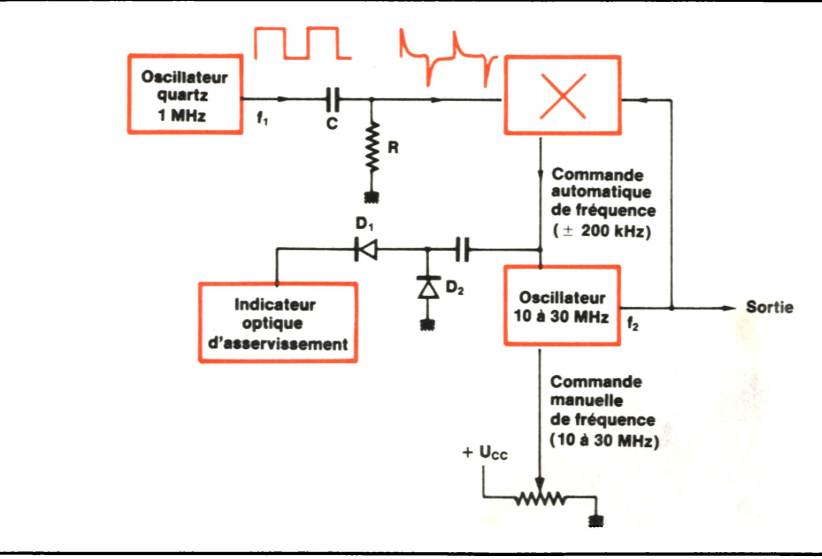


Fig. 1. – Pour obtenir un asservissment doux, on procède à une mise en condition qui peut être manuelle et qui consiste à amener l'oscillateur à asservir en voisinage immédiat de la fréquence sur laquelle on veut le vérouiller.

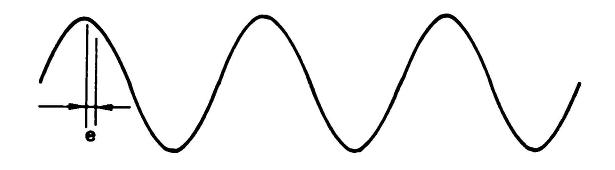


Fig. 2. – Pour asservir un oscillateur de 27 MHz sur une référence de 1 MHz, on procède non pas par division programmable, mais par un échantillonnage qu'on repère toutes les 27 périodes.

Comparaison par échantillonnage

Le schéma de principe de la **figure 1** comporte un oscillateur qu'on peut asservir, entre 10 et 30 MHz, sur des multiples entiers de 1 MHz. Pour amener cet oscillateur en voisinage de la fréquence désirée, on a prévu la solution la plus simple, celle de la commande manuelle, par potentiomètre. La fréquence produite, f_2, est amenée à un circuit du type multiplicateur analogique. Sur son autre entrée, ce multiplicateur reçoit une tension en provenance d'un oscillateur à quartz, de 1 MHz. Cet oscillateur doit produire un signal rectangulaire ou plutôt carré, c'est-à-dire bien symétrique, et à temps de commutation très courts. C'est donc à ce point du traitement qu'on aura avantage à instiller quelque peu de digital (en guise de digitaline), sous forme de circuit logique.

La rectangulaire ainsi obtenue est différenciée par un circuit RC dont l'élément R est la résistance d'entrée d'un transistor fonctionnant en base commune, donc une résistance très faible.

Après différenciation, on obtient des impulsions très courtes, ce qui fait que le multiplicateur analogique fonctionne plutôt à la manière d'un système à échantillonnage. Ce type de fonctionnement consiste à prélever, comme le montre la **figure 2**, un échantillon *e* du signal de fréquence f_2. En d'autres termes, on effectue une mesure de la valeur instantanée de la sinusoïde, et on mémorise le résultat de cette mesure en chargeant un condensateur par la tension mesurée. Puis *n* périodes plus loin ($n = f_2/f_1$), on prélève un nouvel échantillon, etc. Si *n* est un nombre entier, les prélèvements se feront de façon synchrone, et on obtiendra une tension continue.

Dans le cas contraire, le multiplicateur délivrera une tension alternative (fréquence de battement). Après redressement par D_1-D_2, cette tension actionnera un indicateur qui avertit l'utilisateur que l'asservissement n'est pas fait. Ce dernier manœuvrera donc le potentiomètre de commande en conséquence. Le battement, entre f_1 et f_2/n, deviendra alors suffisamment lent pour que l'asservissement puisse avoir lieu.

En pratique, un tel asservissement manuel se fait bien plus facilement que son principe subtilement analogique ne pourrait le faire craindre. Pour obtenir une fréquence donnée, il suffit, en effet, de dépasser le repère correspondant très légèrement à gauche quand on vient de la droite, et inversement. Lors de cette manœuvre, on obtient nécessairement une égalité instantanée entre f_1 et f_2/n, et l'asservissement se fait alors tout aussi instantanément. Un artifice semblable est évidemment possible quand on procède par tensions de commande commutées.

Une varicap et deux tensions de commande

Pour obtenir un asservissement manuel commode, il faut disposer d'une plage d'entraînement de ± 100 à ± 250 kHz autour de chaque mégahertz plein. Accessoirement, il serait souhaitable que cette plage corresponde, sur le cadran du potentiomètre de fréquence, à un angle qui serait à peu près le même pour toutes les fréquences qui sont prévues sur ce cadran.

La **figure 3** donne une courbe montrant la variation de capacité qu'accuse une varicap BB 112 en fonction de la tension de commande. On voit qu'on obtient une relation pratiquement linéaire entre 4,5 et 8,5 V. Cette plage de tension correspond à une variation de fréquence dans un rapport de 2. Quand on peut se contenter d'un tel rapport, on obtient donc des modalités de commande particulièrement faciles, pour une commande manuelle aussi bien que quand on procède par commutation de tensions.

Au total, la courbe de la **figure 3** couvre un rapport de 5 pour la variation de fréquence. On peut même obtenir un peu plus, avec un montage à très faibles capacités propres. Les valeurs extrêmes du rapport de variation ($\Delta V_R/\Delta f$, ou pente de la courbe) restent, toutefois, suffisamment voisines pour qu'une commande manuelle soit possible dans de bonnes conditions.

L'addition des deux tensions de commande de fréquence, automatique (CAF) et manuelle (CMF), peut se faire, comme le montre la **figure 4,** par simple mise en série des deux sources. Les valeurs de C_1 et de C_2 seront suffisamment grandes pour que la fréquence d'accord soit exclusivement déterminée par D_V et L.

La tension de commande que délivre le multiplicateur de la **figure 1** dépend non seulement du désaccord relatif entre f_1 et f_2/n, mais aussi de la valeur absolue de f_2. En effet, le rendement du multiplicateur sera aux fréquences élevées plus faible qu'aux fréquences basses. De plus, f_1 est disponible sous forme d'une rectangulaire qui ne comporte pas d'harmoniques paires. Tout cela fait que la tension de sortie du multiplicateur ne dépend pas seulement du désaccord relatif.

Pour que ces incertitudes restent sans conséquence, il suffit de prévoir, dans l'entrée CAF de la **figure 4,** un amplificateur opérationnel dont on choisit le gain suffisamment grand pour qu'il y ait limitation, toutes les fois que f_1 et f_2/n sont très voisines. La plage d'entraînement ne dépendra alors plus que du rapport R_2/R_1.

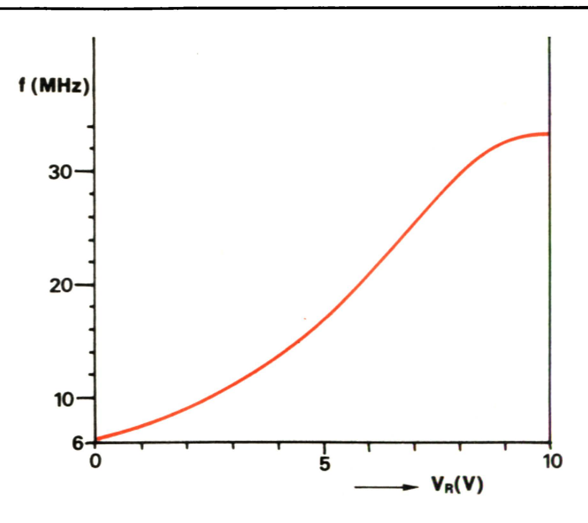


Fig. 3. – Courbe donnant la fréquence de résonance d'un circuit oscillant accordé par varicap, en fonction de la tension de commande.

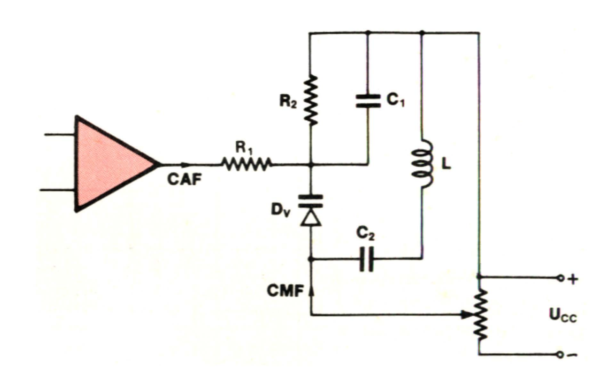


Fig. 4. – Dans le montage d'asservissement, la diode varicap se trouve prise en sandwich entre ses deux tensions de commande.

Montage à consommation minimale

Une réalisation pratique du principe exposé est donnée dans la **figure 5.** Le fait que ce montage ne consomme que quelques milliampères ne traduit pas seulement un désir d'économie d'énergie. En effet, le rayonnement parasite qu'un montage peut présenter est aussi fonction de sa puissance d'alimentation.

C'est ainsi qu'on s'est contenté d'une tension d'alimentation de 5 V pour l'oscillateur à quartz, lequel est utilisé en résonance parallèle. Avec un courant de collecteur bien inférieur à 1 mA, on obtient ainsi, sur l'émetteur de T_1, une amplitude suffisante pour attaquer directement une logique CMOS. Les valeurs du montage ont été déterminées avec un quartz qui était, en principe, prévu pour fonctionner en résonance série. Ces valeurs peuvent ne pas convenir dans le cas d'un quartz accusant une différence de fréquence relativement forte entre les modes série et parallèle. Un tel quartz s'obstinera à osciller sur une fréquence trop élevée, si on conserve les valeurs indiquées. Le remède consiste à augmenter C_2 et C_3 dans des proportions identiques.

Une rectangulaire de 1 MHz a été obtenue en partant d'un quartz de 2 MHz et en effectuant une division par 2, à l'aide d'une bascule D. Il n'est pas interdit d'effectuer d'autres divisions de fréquence, si on a par exemple besoin de 500 kHz, de 250 kHz, ou de 125 kHz, etc. pour une quelconque fonction complémentaire au circuit étudié. Toutefois, il serait imprudent d'utiliser, pour cela, un diviseur à bascules multiples du type CD 4024, CD 4040 ou similaire. En effet, ces cascades de bascules sont souvent affectées de couplages internes, si bien que la raideur du flanc à la sortie de division par 2, se trouve influencée par l'état des sorties de division par 4, par 8, etc. En conséquence on trouve, quand l'asservissement est obtenu, sur la sortie de l'amplificateur opérationnel un mélange suspect de 125 ; 62,5 ;

31,25 kHz. Le bruit de phase qui résulte du phénomène n'est peut-être pas toujours génant, mais le fonctionnement de l'indicateur d'asservissement risque de se trouver affecté.

Cet indicateur travaille avec T_8 et T_9, de façon que la LED soit éteinte lors du fonctionnement normal, d'où consommation de repos pratiquement nulle. La sensibilité dépend de la valeur de R_{20}, et elle devient maximale quand on omet ce composant.

L'oscillateur est une variante d'un montage à régulation d'amplitude qui avait été commenté dans le n° 32 d'*Electronique Applications*, page 45. Pour son bobinage, on peut utiliser un mandrin de 8 mm de diamètre, à noyau en poudre de fer aggloméré, 9 spires en fil nu de 0,6 à 0,8 mm, bobinées sur une longueur de 15 mm, prise à 2 spires à partir de l'extrémité connectée sur le positif de l'alimentation.

Le multiplicateur analogique est simplement un étage différentiel, T_2-T_3. On ajuste R_6, au repos (quartz court-circuité) de façon à obtenir 6 V environ à la sortie de l'amplificateur opérationnel. Si cette tension ne peut être obtenue ou si elle varie fortement avec la position de R_{10}, c'est-à-dire avec la fréquence, c'est que T_3 reçoit une trop forte tension alternative sur sa base. Il convient alors de modifier l'emplacement de la prise sur L.

Les éléments de correction de phase, C_7 et R_{13}, peuvent souvent être omis quand on travaille avec une plage d'entraînement inférieure à 1 % de la fréquence maximale. Par ailleurs, leurs valeurs peuvent dépendre des imperfections du montage (couplages capacitifs et inductifs). Au besoin, on modifiera ces valeurs jusqu'à l'obtention d'un asservissement parfait sur toutes les fréquences prévues.

Sans les résistances de butée R_9 et R_{10}, l'oscillateur couvre facilement de 8 à 35 MHz. On devra donc choisir ces résistances de façon à obtenir la plage désirée, soit 10 à 30 MHz pour l'application qui avait été envisagée pour ce montage.

Commutation de gammes par tensions continues

Dès qu'on désire couvrir, avec le procédé décrit, un rapport de fréquences supérieur à 4, on a avantage à

Fig. 5. – Montage d'asservissement avec oscillateur de référence, prédiviseur, comparateur, oscillateur régulé en amplitude et indicateur d'asservissement.

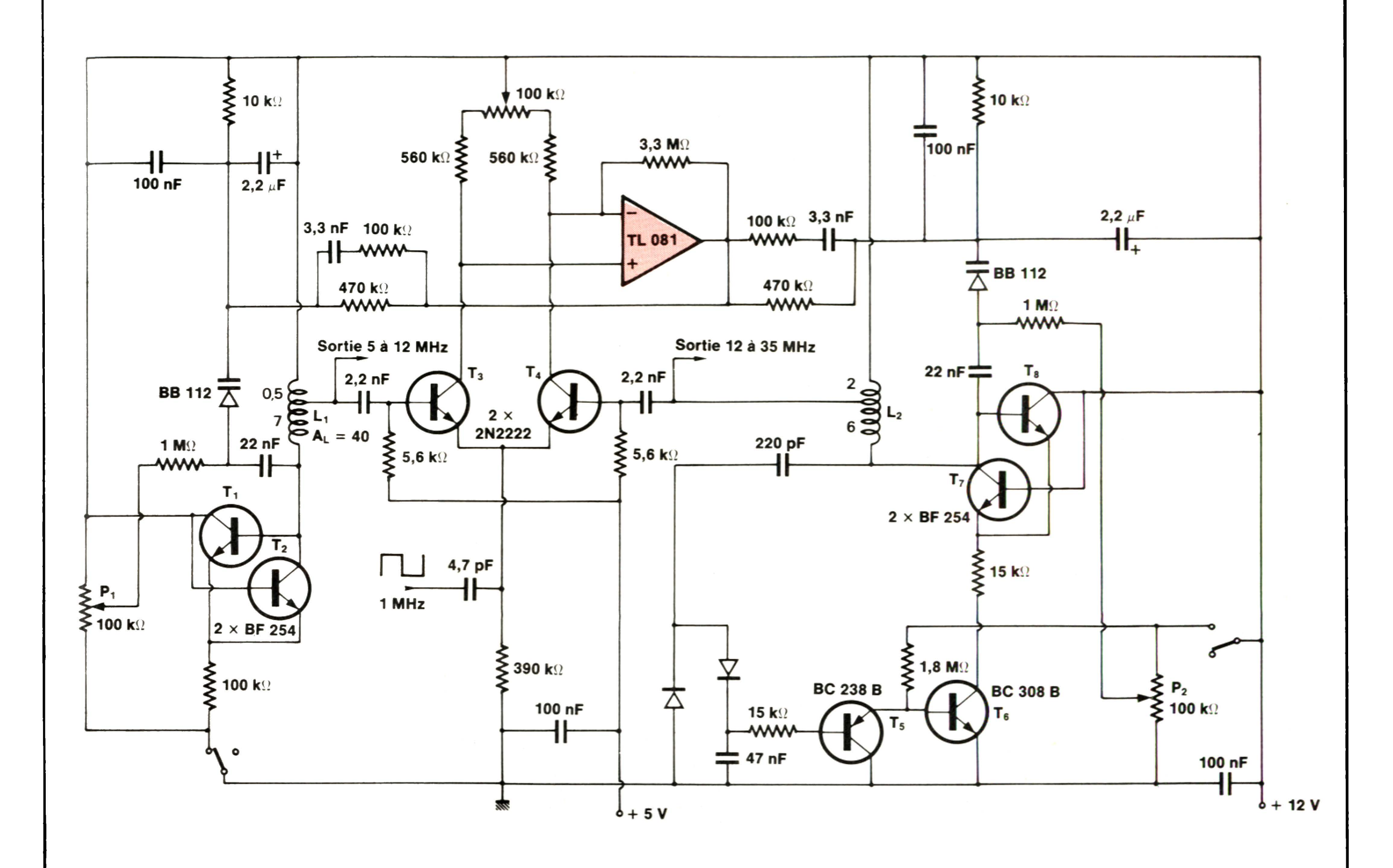


Fig. 6. – Les deux gammes de fréquence de ce montage d'asservissement sont obtenues par deux oscillateurs autonomes, et la commutation se fait par des tensions continues.

prévoir une commutation de gammes. Quand cette commande peut être manuelle, on peut évidemment compléter le montage de la **figure 5** par un commutateur et plusieurs bobines. Toutefois, le prix de commutateur *ad hoc* risque d'être supérieur à celui des quelques composants dont on a besoin pour réaliser un oscillateur autonome pour chaque gamme, du moins dans le cas ou il n'y a que deux gammes.

A titre d'exemple, la **figure 6** montre une réalisation couvrant, toujours par mégahertz entiers, la plage de 5 à 35 MHz, en deux gammes. Pour oscillateur de référence et indicateur d'asservissement, non représentés dans ce schéma, on pourra utiliser les circuits de la **figure 5**.

L'oscillateur 5... 12 MHz (T_1, T_2) peut, à la rigueur, travailler sans régulation, si on y utilise un pot de ferrite. Le coefficient de surtension d'un tel bobinage est, en effet, maximal à la fréquence la plus basse (5 MHz). Ainsi, l'impédance à la résonance ne varie que peu avec la fréquence, et l'amplitude d'oscillation reste dans des limites acceptables, pourvu qu'on choisisse convenablement la résistance commune d'émetteurs. L'oscillateur 5... 12 MHz a été réalisé avec un pot de ferrite 1/8, matériau K1 (Siemens), A_L = 40, enroulement de 7,5 spires en fil divisé de 30 brins de 0,06 mm, prise à la première demi-spire.

La commutation de mise en service se fait à partir du négatif de l'alimentation pour l'un des oscillateur (T_1, T_2) et à partir du positif pour l'autre (T_5 à T_8). Ainsi, la varicap qui accorde L_1 est sans tension quand L_1 n'oscille pas. Dans ce cas, aucun risque que L_1 n'absorbe de l'énergie en provenance de L_2. Et réciproquement, puisque la varicap qui accorde L_2 reçoit toute la tension d'alimentation quand ce bobinage est au repos, ce qui fait qu'il se trouve alors accordé sur une fréquence bien supérieure à toutes celles sur lesquelles L_1 peut travailler.

Les transistors qui entretiennent les oscillateurs (T_1, T_2, T_7, T_8) fonctionnent chacun avec un courant de collecteur de l'ordre de 50 µA, et l'amplitude aux bornes des bobinages est de l'ordre de 0,5 V. Donc, consommation dérisoire, rayonnement minimal. Certes, mais un oscillateur aussi mollement entretenu, c'est exactement ce qu'on faisait, dans les années 20 ou 30, avec cette « détectrice à réaction » qui était un montage de réception.

Pour vérifier, mettez votre circuit d'asservissement sur votre table, sans aucun souci de blindage, et même plutôt de façon débraillée, puis connectez, sur la sortie de l'amplificateur opérationnel, un signal-tracer (si vous possédez encore cet instrument aussi ancien que merveilleux) ou une sonde de redressement suivie d'un amplificateur audio plus haut-parleur. Ensuite, asservissez sur une fréquence proche d'une bande radio (6, 7, 10 ou surtout 12 MHz). Si votre montage fonctionne bien, votre haut-parleur vous parlera alors en russe.

H. Schreiber

Weller. Une nouvelle génération de fers à souder Temtronic.

Ensemble de soudage EC-2002.
- Affichage numérique de la température.
- Précision de la régulation ± 2%.
- Précision de l'affichage ± 1°C.
- Borne d'équilibrage des potentiels.
- Cordon du fer, incombustible à la température de la panne.
- Ensemble de haute sécurité classe II.

Ensemble de soudage WECP-20.
- Réglage précis de la température confirmé par un voyant clignotant.
- Précision de la régulation ± 2%.
- Borne pour table de masse.
- Cordon du fer incombustible à la température de la panne.
- Très basse tension de sécurité classe II.

Pour plus amples informations, contacter:
Groupe Cooper – Z.A. des Petits Carreaux – B.P. 63 –
4, Avenue des Coquelicots – 94382 Bonneuil-sur-Marne –
Tél. 339.70.39 – Télex: 211358 F.





CRESCENT LUFKIN NICHOLSON PLUMB TURNER WELLER WIRE-WRAP WISS XCELITE

SERVICE LECTEURS N 106

« A la base : aimez ceux que vous commandez. Mais sans le leur dire. »
(Saint Exupéry)



Commande de base directe et optimisée des transistors de commutation

Pour bénéficier pleinement des remarquables performances des transistors de commutation modernes, il est préférable de les associer à des circuits drivers, eux-mêmes performants. Si, de plus, la sécurité totale des commutateurs est recherchée quelles que soient les conditions de fonctionnement, il est nécessaire d'ajouter aux circuits de commande des circuits de surveillance et de protection.

Cet article décrit un nouveau concept pour une commande et une protection optimisée des transistors de puissance, applicable à une très large gamme de puissance (depuis quelques centaines de VA jusqu'à plusieurs centaines de kVA commutés), utilisant un circuit intégré monolithique : l'UAA 4002 de Thomson-Semiconducteurs.

Introduction

Parmi les fonctions remplies par un dispositif de commande de base, on peut dégager deux orientations :

– la fonction de commande de base elle-même, qui est la finalité du circuit ;

– les fonctions de protection du transistor de puissance.

Associées à la commande de base, ces dernières fonctions sont facultatives. Le nombre des protections mises en œuvre résulte généralement d'un compromis technico-économique prenant en compte l'environnement du composant à protéger : probabilité de l'apparition de tel ou tel défaut, conséquences pour le composant, conséquences pour l'équipement, etc. Cependant, il va de soi que la fiabilité d'un équipement transistorisé est une fonction croissante de la quantité et de la qualité des dispositifs de protection mis en œuvre.

Les caractéristiques d'une bonne commande de base de transistors bipolaires ont fait l'objet de nombreuses publications. Rappelons-en ici les points essentiels.

– Lors de la mise en conduction, il est nécessaire de fournir au transistor un courant de base positif d'une amplitude suffisante et présentant un temps de montée aussi réduit que possible.

– Pendant la conduction, il faut fournir au transistor un courant de base lui permettant de rester saturé ou quasi saturé.

– Au moment du blocage, il faut fournir un courant de base négatif. Ce courant de base doit être contrôlé dans sa forme et son amplitude pour assurer un temps de descente réduit du courant collecteur.

Le rôle des dispositifs de protection est de faire en sorte qu'en aucun cas, les limites de fonctionnement des composants ne soient dépassées. Bien entendu, l'existence de ces dispositifs ne doit pas exclure le dimensionnement correct des composants au moment de la conception de l'équipement, leur fonctionnement devant être considéré comme occasionnel et non systématique. Les dispositifs de protection peuvent être classés en deux catégories : les circuits de protection passifs et les circuits de protection actifs.

Les circuits de protection passifs font appel à des composants passifs et sont destinés à dériver ou à absorber des énergies limitées. Appartiennent à cette catégorie, les circuits écrêteurs qui peuvent absorber des surtensions d'origine externe à l'équipement ou interne (surtension à la coupure par exemple).

La protection active est différente de la protection passive en ce sens que le transistor participe à sa propre protection. Un dispositif de protection actif comprend toujours deux parties distinctes :

– un circuit de mesure dont le rôle est de détecter le défaut ;

– un circuit de réaction décidant le cas échéant de placer ou de maintenir le transistor dans l'état bloqué, état dans lequel il est le plus robuste.

Si les dispositifs de protection passifs sont par principe autonomes et décentralisés, les circuits de protection actifs font appel à des circuits électroniques faisant partie intégrante des circuits de commande de base : on aboutit alors à la notion de driver *« autoprotégeant »*.

L'UAA 4002

Ce paragraphe décrit un circuit intégré monolithique assurant à lui seul les fonctions de commande de base et de protection active des transistors de puissance.

1° Description générale du circuit

L'UAA 4002 est présenté dans un boîtier 16 broches standard DIP 16. Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

– Il reçoit des informations de conduction sous la forme de signaux logiques et les convertit en un courant base appliqué au transistor de puissance. Ce courant base est autorégulé de façon à maintenir le transistor en quasi-saturation, réduisant ainsi considérablement le temps de stockage à l'ouverture. Le courant positif maximum fourni par le circuit est 0,5 A ; ce courant peut être facilement augmenté par l'adjonction d'un ou plusieurs transistors extérieurs.

– Au moment du blocage, l'UAA 4002 applique à la base du transistor de puissance un fort courant négatif, pouvant atteindre 3 A, assurant ainsi une décroissance rapide du courant collecteur. Comme le courant positif, le courant de base négatif peut être facilement augmenté au moyen de transistors extérieurs au circuit.

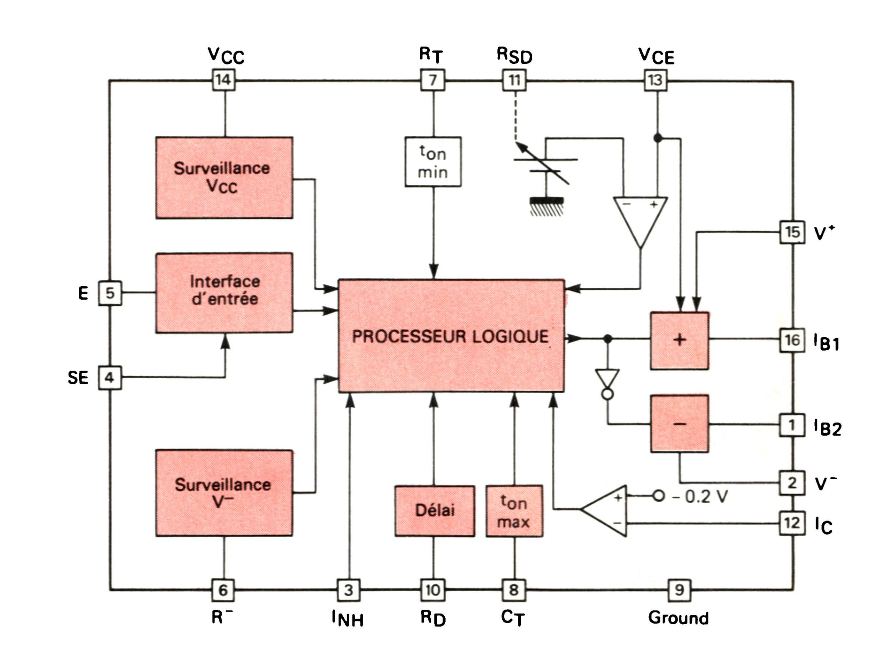


Fig. 1. – Bloc-diagramme du circuit UAA 4002.

– Le transistor de puissance est protégé par un processeur rapide intégré. Ce processeur contrôle en particulier la tension de saturation collecteur-émetteur et le courant collecteur du transistor pendant la conduction. Il vérifie également les tensions d'alimentation et la température de pastille du circuit intégré. Des temps de conduction minimum et maximum peuvent être programmés par l'utilisateur. Enfin, en mémorisant la détection d'un défaut jusqu'à la fin d'une période de conduction, le processeur logique interdit toute possibilité de remise en conduction multiple.

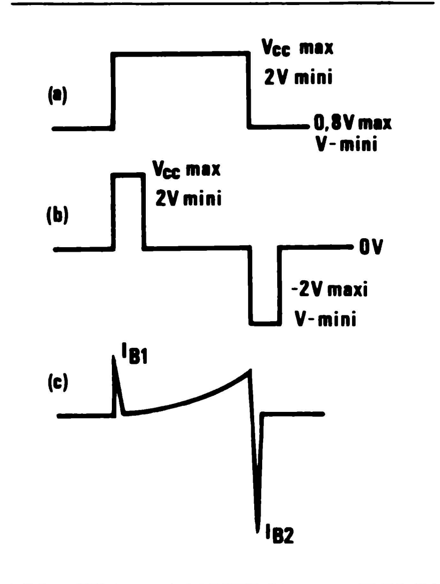


Fig. 2. – Signaux de commande de l'UAA 4002 : a) entrée logique ; b) impulsions alternées ; c) courant de base fourni par l'UAA 4002 en impulsions alternées.

– Certaines des fonctions de protection peuvent être inhibées, autorisant ainsi une grande souplesse d'emploi.

Examinons maintenant, plus en détail, le fonctionnement du circuit dont le schéma de principe est donné par la **figure 1**.

2° Interface d'entrée de l'UAA 4002

L'interface d'entrée assure l'adaptation nécessaire entre les signaux provenant du dispositif de régulation et le processeur logique du circuit intégré.

La commande de l'UAA 4002 peut s'effectuer de deux façons selon l'état d'une broche de sélection appelée SE (voir **fig. 2**) :

– SE niveau haut (broche non connectée). La commande s'effectue par niveau. L'entrée est compatible TTL et C.MOS et peut être reliée à un opto-coupleur pour une commande isolée galvaniquement ;

– SE niveau bas (broche reliée à la masse). La commande s'effectue par impulsions alternées. Ce mode de commande permet la réalisation d'une commande isolée sûre et économique par l'emploi d'un transformateur d'impulsion utilisant un simple tore de ferrite.

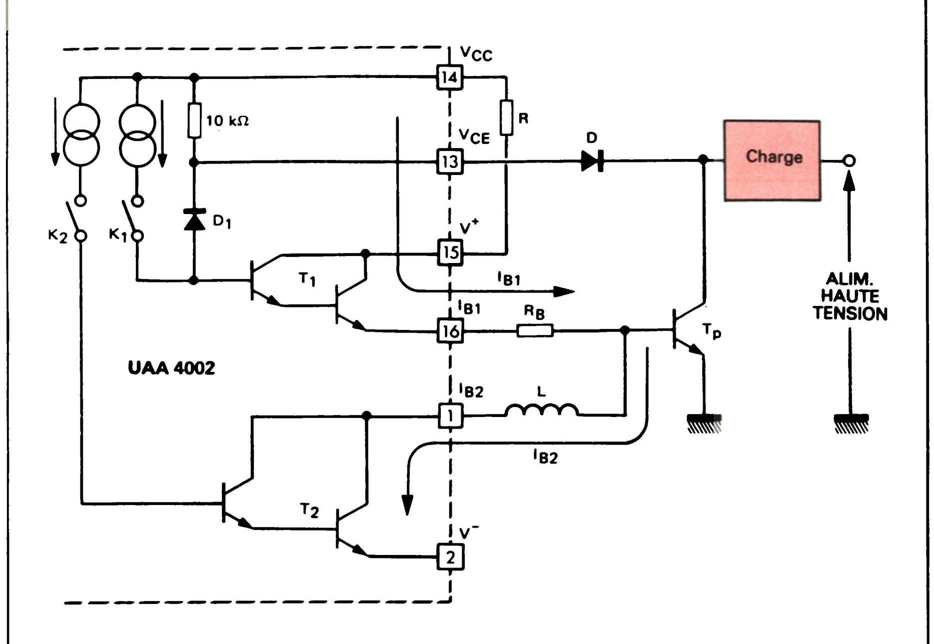


Fig. 3. – Etage de sortie de l'UAA 4002.

même être omise si les oscillations qui apparaissent éventuellement dans le courant de base du transistor de puissance sont considérées comme non gênantes, ce qui est souvent le cas.

La tension de saturation du transistor de puissance pendant la conduction est donnée par :

$V_{CE\,sat} = V_{BE} + R_B \times I_{B1}$ pour un transistor

$V_{CE\,sat} = 2V_{BE} + R_B \times I_{B1}$ pour un Darlington.

Dans ces expressions, V_{BE} représente la tension de seuil d'une jonction base-émetteur et IB1 le courant de base positif.

Le blocage du transistor de puissance est obtenu par la fermeture de K_2 (après l'ouverture de K_1). Un fort courant de base négatif est appliqué au transistor de puissance assurant une décroissance rapide du courant collecteur.

Si l'on désire limiter le gradient dIB/dt (*smooth turn-off*), il est possible d'insérer une inductance entre la base du transistor de puissance et la sortie de l'étage négatif. Pour cette raison, la sortie de l'étage positif et la sortie de l'étage négatif sont disponibles sur deux broches séparées. L'étage négatif peut véhiculer un courant maximum de 3 A. Tout comme l'étage positif il a été conçu pour permettre une augmentation aisée du courant de sortie à l'aide d'un transistor extérieur.

3° Etage de sortie de l'UAA 4002

Il est en fait constitué de deux étages : un étage positif autorégulant assure la conduction du transistor de puissance, un étage négatif assure son blocage. Ce type de driver a été choisi en raison des nombreux avantages qu'il apporte :

– commande directe du transistor de puissance ;

– énergie de commande limitée au strict nécessaire ;

– transistor maintenu en quasi-saturation, d'où un temps de stockage réduit et une aire de sécurité accrue ;

– possibilité de courants-crêtes élevés entraînant des temps de commutation très courts ;

– mise en œuvre aisée ;

– augmentation aisée du courant de base par l'adjonction de transistors extérieurs.

La **figure 3** est une représentation simplifiée de cet étage de sortie.

La mise en conduction du transistor de puissance est obtenue par la fermeture de K_1. Le Darlington T_1 conduit, et un courant de base positif IB1 s'établit dans le transistor de puissance. Ce courant base est autorégulé de façon à maintenir le transistor en quasi-saturation. Plus celui-ci tend à se saturer, plus les diodes D et D_1 dérivent une part importante du courant base de T_1. De cette façon on s'affranchit des effets de la dispersion des caractéristiques des transistors de puissance. Quel que soit le gain du transistor utilisé, le courant base prend la valeur nécessaire pour le quasi-saturer. L'énergie de commande est donc minimisée et les performances en commutation optimisées.

La résistance RB stabilise la boucle de régulation du courant base. Cette résistance doit être faible. Une valeur telle que RB × IB sat. = 0,5 V convient généralement bien. Elle peut

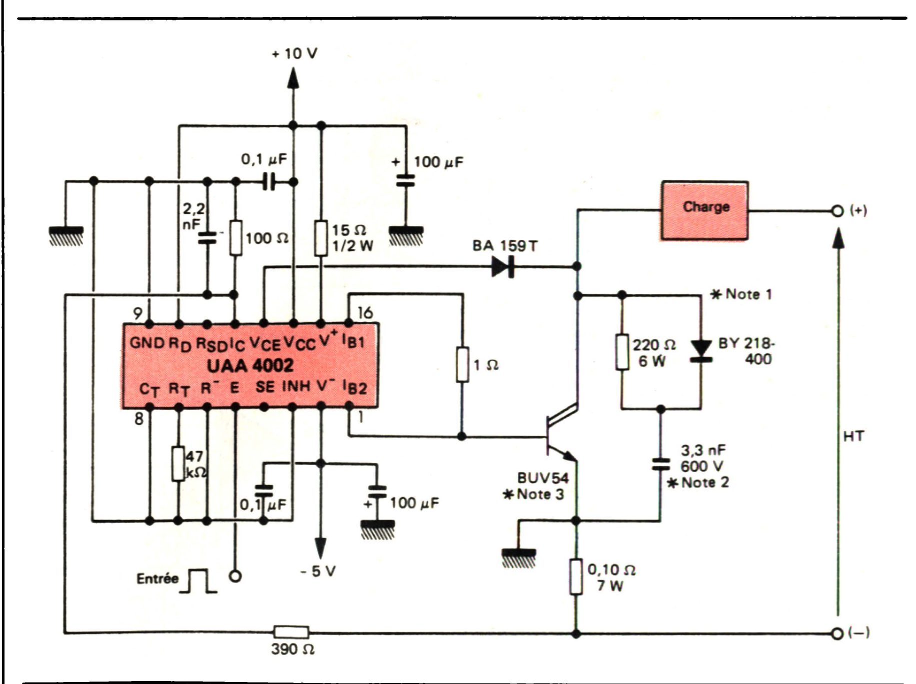


Fig. 4. – Commutateur 8 A/400 V utilisant le BUV 54 et l'UAA 4002.
Note 1 : réseau d'aide à la commutation.
Note 2 : condensateur polypropylène.
Note 3 : avec refroidisseur $R_{th} < 3,5$ °C/W.



Les **figures 5 et 6** montrent les formes d'ondes obtenues avec le schéma de la **figure 4.** Dans ce dispositif d'essai, l'UAA 4002 est associé à un Darlington intégré BUV 54.

Sur la **figure 5,** on remarque une différence d'amplitude importante entre le courant de base positif et le courant de base négatif. Ceci s'explique par le fait que c'est un Darlington qui est commandé. L'UAA 4002 montre bien ici son aptitude à commander ce genre de dispositif.

Pour une puissance commutable de 400 V × 8 A, et un fonctionnement à rapport cyclique de 50 %, la puissance dissipée dans l'UAA 4002, est, dans le cas le plus défavorable, de 0,80 W. Il en résulte une élévation de température maximale de 64 °C de la pastille du circuit.

Cette estimation montre que, associé à un Darlington, l'UAA 4002 peut commander des puissances appréciables, même sans utiliser de transistors amplificateurs extérieurs, et avec une marge de sécurité confortable sur le plan thermique.

4° Fonctions de sécurité de l'UAA 4002

• Limitation du courant collecteur

Pour être efficace, la protection des transistors de puissance, par limitation du courant collecteur, doit être instantanée. C'est-à-dire qu'il est nécessaire de mesurer à chaque instant le courant collecteur et de bloquer le transistor dès qu'une surintensité est détectée. A cet effet, l'UAA 4002 dispose d'un comparateur rapide dont le seuil de déclenchement est fixé à – 0,20 V. L'image du courant collecteur est obtenue à travers un shunt inséré dans le retour négatif de l'alimentation de puissance (voir **fig. 7**). De cette façon, c'est le courant collecteur qui est effectivement mesuré, et non le courant émetteur. Si le courant collecteur est très élevé, et rend difficile l'utilisation d'un shunt, un transformateur de courant peut être utilisé, à condition que la fréquence et le rapport cyclique le permettent.

• Protection contre la désaturation

La tension collecteur-émetteur du transistor de puissance est mesurée, pendant la conduction, sur l'anode de la diode du dispositif d'antisaturation (broche 13). L'apparition d'une tension supérieure à 5,5 V est détectée par un comparateur rapide, ce qui entraîne le blocage immédiat du transistor de puissance, jusqu'à la fin de la période de conduction.

Fig. 5. – Fonctionnement du commutateur 8 A/400 V sur charge inductive. La disproportion entre les courants de base positif et négatif s'explique par le fait que l'UAA 4002 commande un darlington.
Trace du haut : courant collecteur du BUV 54 (2 A/div.).
Trace du bas : courant base du BUV 54 (1 A/div.).
Base de temps : 2 µs/div.

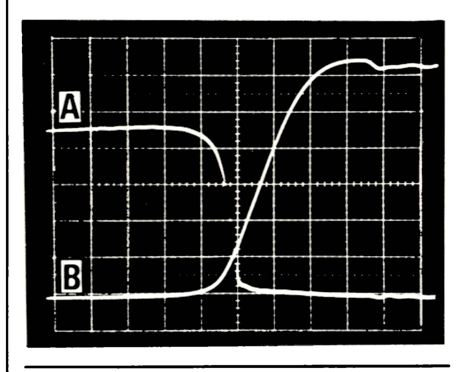


Fig. 6. – Blocage du BUV 54. La commande optimisée de l'UAA 4002 permet un temps de descente réduit.
Trace A : courant collecteur du BUV 54 (1 A/div.).
Trace B : tension collecteur-émetteur (50 V/div.).
Base de temps : 100 ns/div.

• Surveillance des tensions d'alimentation

Un comparateur interne au circuit surveille la tension d'alimentation positive V_{CC} : si celle-ci est inférieure à 7 V, la commande est interrompue. On s'assure de cette façon que le transistor de puissance reçoit toujours un courant base suffisant pour une bonne mise en conduction.

La tension d'alimentation négative peut également être surveillée, cette surveillance est facultative et le seuil de détection est programmable.

La surveillance de la tension négative est particulièrement utile lorsque l'on exploite les propriétés en V_{ECV} des transistors haute tension, car dans ce cas, la tension négative appliquée au transistor pendant le blocage doit être suffisante pour que l'aire de sécurité (RBSOA) soit respectée.

La surveillance simultanée du courant collecteur, de la tension collecteur-émetteur et des tensions d'alimentation du circuit confère au transistor de puissance une très grande sécurité de fonctionnement. Toutefois, si la mise en œuvre simultanée de ces fonctions ne paraît pas justifiée, il est possible de ne les utiliser que partiellement (excepté la surveillance de la tension d'alimentation positive qui ne peut être inhibée). La **figure 8** illustre le comportement d'un hacheur utilisant l'UAA 4002 et dont la charge est court-circuitée. La tension collecteur-émetteur du transistor (BUV 47) est maintenue à 300 V, tandis que le courant se stabilise à 14 A. La durée de conduction n'excède pas 3 µs. D'après le concept d'aire de surcharge (FBAOA), la surcharge subie ici par le transistor n'est pas accidentelle (I < ICM) ; la surcharge peut être répétitive. La fréquence de répétition doit cependant être suffisamment basse.

• Surveillance des temps de conduction

Lors de l'utilisation d'un réseau d'aide à la commutation à l'ouverture

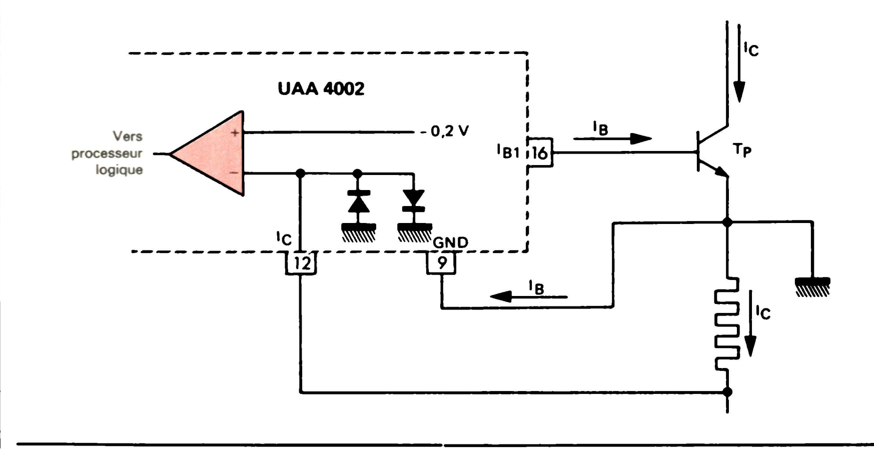


Fig. 7. – Mesure de courant collecteur.

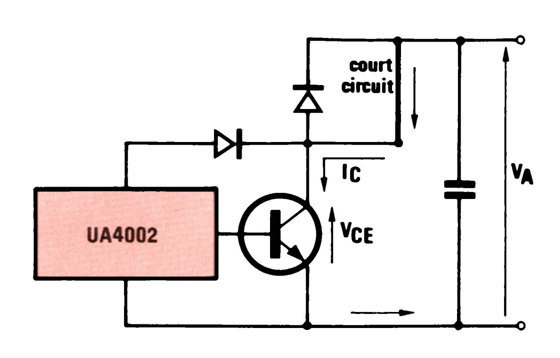


Fig. 8. – **Mise** en conduction d'un BUV 47 sur une charge en court-circuit. La tension collecteur-émetteur **est maintenue** à 300 V et le courant collecteur atteint 14 A. L'UAA 4002 coupe la commande **après** 3 μs et le transistor est protégé.

(*snubber network*), il est nécessaire d'assurer au transistor de puissance une durée de conduction minimale permettant la décharge du condensateur de ce réseau. Le non-respect de cette règle met le transistor en péril lorsque ses propriétés de tenue en V_{CEV} sont utilisées. Avec l'UAA 4002, la durée de conduction minimale $T\ on_{min}$ peut être programmée entre 1 et 12 μs. Une durée de conduction maximale peut également être programmée. Cette fonction peut être utilisée pour limiter la puissance transmise par un montage hacheur ou pour éviter qu'une défaillance d'un circuit de régulation n'entraîne une conduction continue.

- **Entrée d'inhibition**

Une entrée d'inhibition compatible TTL et C.MOS permet d'interrompre la conduction. Cette fonction peut être utilisée en association avec des dispositifs de protection externes au circuit intégré. Citons, par exemple, la détection de surtensions ou de sous-tensions prolongées de l'alimentation de l'équipement, ou d'un échauffement excessif de refroidisseurs.

- **Fonction délai**

Un retard constant ajustable entre 1 et 20 μs peut être introduit entre le front montant du signal de commande et le début de la conduction en sortie. Ceci permet d'éviter une conduction simultanée dans certaines applications où plusieurs éléments sont commutés de façon séquentielle.

5° Un commutateur 20 A-400 V pour un circuit en pont

La **figure 9** montre le schéma d'un commutateur destiné à entrer dans la composition de convertisseurs en pont et en demi-pont fonctionnant sur le réseau 220 V. Dans cette application, l'UAA 4002 est associé à un Darlington spécialement conçu pour les circuits en pont : l'ESM 2040D. Ce composant est l'association dans un boîtier ISOTOP d'un Darlington rapide haute tension et d'une diode ultrarapide connectée en antiparallèle.

Les besoins en courant base de l'ESM 2040D étant supérieurs aux possibilités de l'UAA 4002, un amplificateur très simple à transistors complémentaires est utilisé.

Philippe Maige
Laboratoire d'applications
Thomson-Semiconducteurs

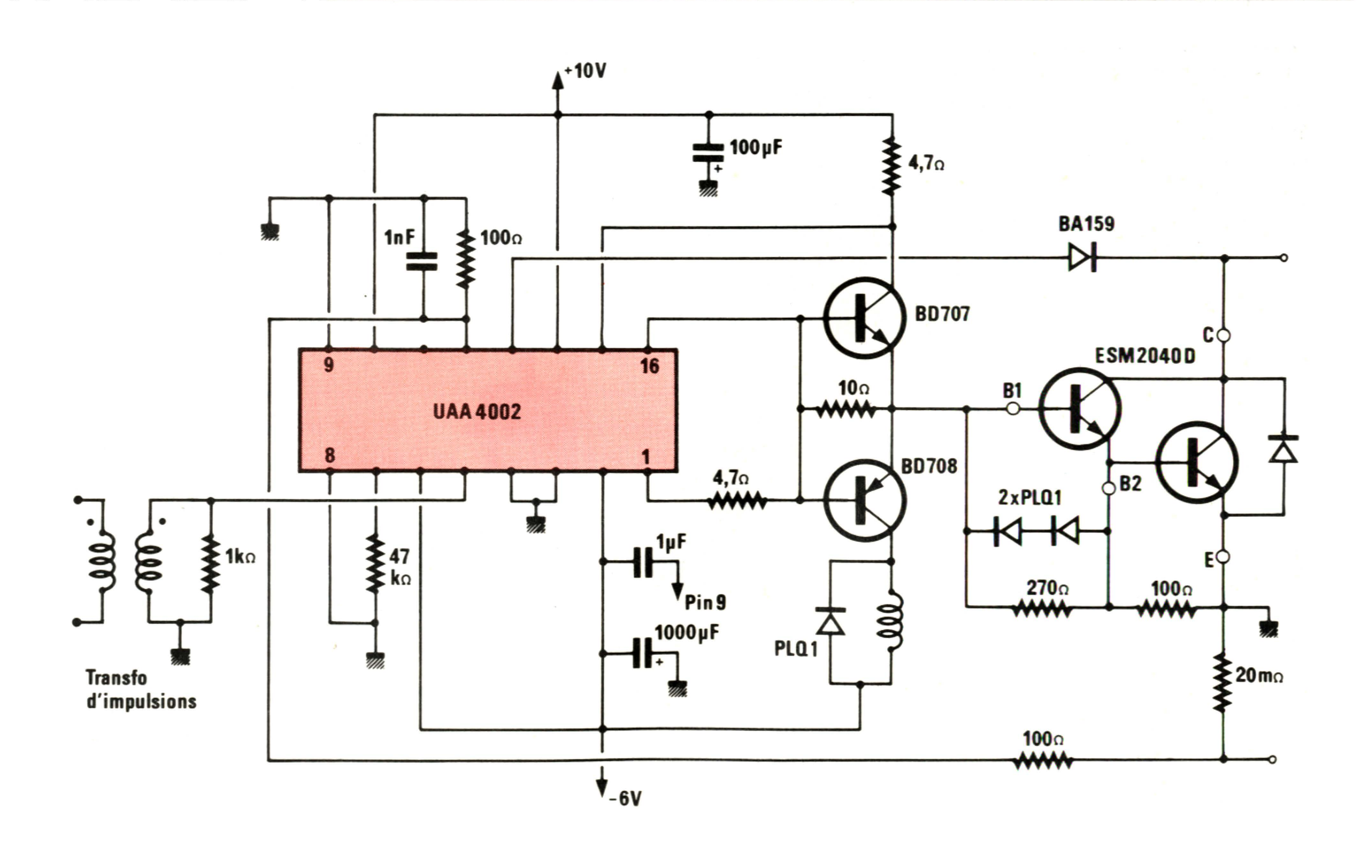


Fig. 9. – Un commutateur 20 A/400 V autoprotégé, spécialement conçu pour les circuits en pont. Un amplificateur à transistors complémentaires est intercalé entre l'UAA 4002 et le darlington ESM 2040D.

CUPL-GTS™

Draw Logic Schematics For PAL Designs

PAL
EPLD
PROM
IFL
FUTURE PLDs

JOIN THE REVOLUTION

Making the transition from TTL to Programmable Logic? You don't have to change your style. CUPL-GTS lets you design the way you always have — by drawing logic schematics! Just put down your pencil and pick up the mouse. No longer will logic equation "Programming" keep you and PLDs apart. Text editors, language syntax, and Boolean algebra theory need never be a concern. Join the Programmable Logic Revolution with CUPL-GTS!

HAVE FREEDOM OF CHOICE

Use any PAL or any manufacturer's PLD (Programmable Logic Device). Our universal device database is updated constantly to support all of the latest devices — even the new MegaPAL* devices, CMOS EPLDs (erasable PLDs) and bipolar PROMs used as Logic Devices. Universal support with CUPL-GTS creates "Second Sources at the Socket"

FRIENDLY ENVIRONMENT MAKES DESIGN EASIER

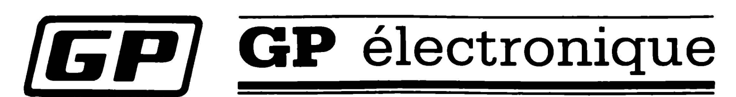
CUPL-GTS adds the right combination of software and hardware to your IBM-PC or PC/XT. The friendly menu-driven environment prompts you every inch of the way. You can't get lost. All menu commands are spelled out and easy to read. This is made possible by the superior resolution of the integrated graphics interface board supplied with CUPL-GTS. It provides over 50% more resolution on the IBM-PC monochrome display than any other graphics board.

USE THE INTEGRATED APPROACH

The CUPL-GTS design environment provides an integrated approach to working with PLDs. An on-screen window tells you what's wrong when your logic schematic doesn't fit in a device. Another window gives you HELP information on any command at a click of the mouse button. In fact, virtually all operations are via the mouse. You hardly ever touch the keyboard. All commands use one button to simplify operations.

Designing with PLDs was never easier. Let CUPL-GTS turn your IBM Personal Computer into a complete Programmable Logic Workstation.

Distribué en exclusivité pour la France par :



Les outils de votre développement

5, passage Courtois, 75011 PARIS
Tél. : 43-79-02-23 - Télex : 204-188

SERVICE-LECTEURS N° 123

Veuillez me faire parvenir — EA 8-9/85

- ☐ ***Une documentation sur le CUPL-GTS***
- ☐ ***Une disquette de démonstration gratuite (IBM PC)***
- ☐ ***Souhaite la visite d'un ingénieur***

SOCIETE : ____________________

NOM : ____________________

Adresse : ____________________

____

Téléphone : ____________ ***Télex :*** ____________

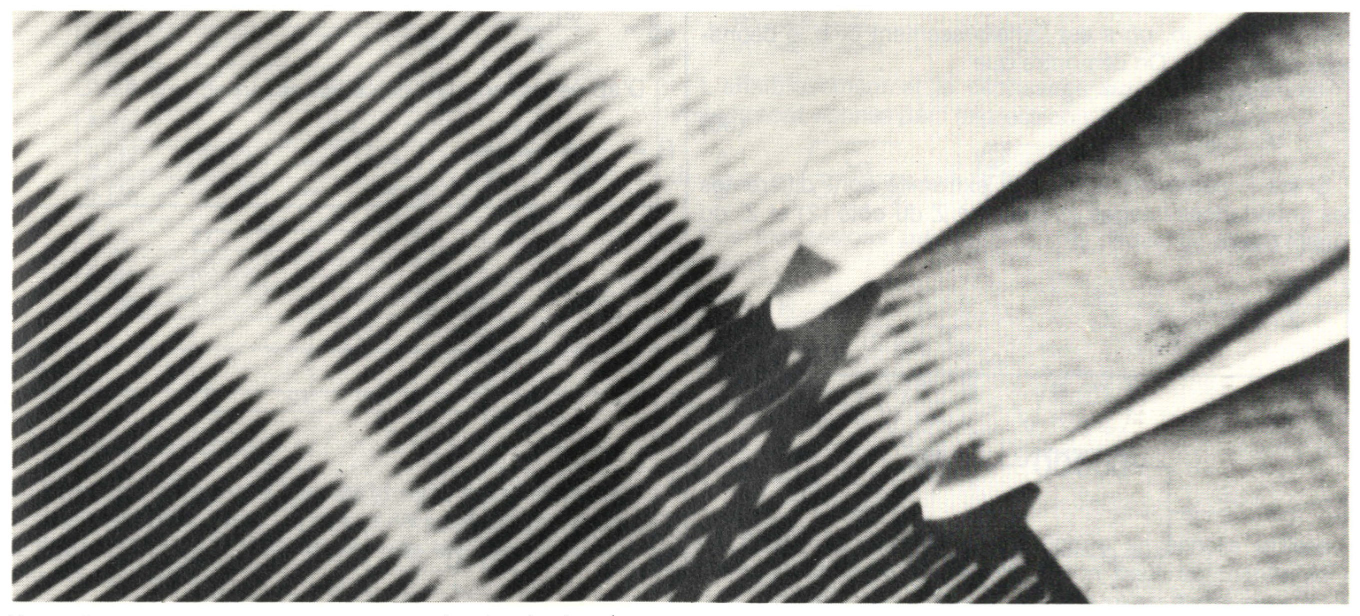


La piézo-électricité : analyse et applications d'un phénomène

(deuxième partie)

Nous avons, dans notre précédent numéro, analysé les aspects physiques des matériaux piézo-électriques, les analogies existant entre les systèmes mécanique et électrique, la fonction de transfert d'un transducteur et son schéma équivalent électrique en régime dynamique mettant en évidence un circuit doublement résonnant.

A présent, nous abordons deux domaines d'application où les transducteurs piézo-électriques fournissent, par leurs propriétés particulières, une aide efficace ; il s'agit du filtrage et de la captation de grandeurs physiques.



Une application des substrats piézoélectriques : le filtre à ondes de surface, dont on voit ici un exemple en structure « de peigne » (Siemens).



Applications au filtrage

Pour améliorer la sélectivité des filtres, on utilise la très grande surtension des résonateurs piézo-électriques notamment en télécommunication (B.L.U., filtres à fréquence intermédiaire en modulation de fréquence, téléphonie).

Equations générales des filtres

Soit un filtre représenté par un quadripôle, tel que le montre la **figure 13.** Deux paramètres importants sont à mettre en évidence : les impédances-images et le transfert en puissance sur celles-ci.

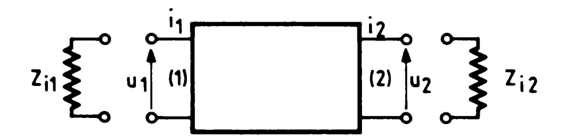


Fig. 13. – Quadripôle représentant un filtre.

● Impédances-images

Soit Z_{i1} l'impédance-image vue du côté (1) et Z_{i2} l'impédance-image vue du côté (2). Nous pourrons les définir ainsi : l'impédance-image Z_{i1} est l'impédance vue du côté (1) lorsque le côté (2) est fermé par Z_{i2} et vice-versa. On démontre que :

$$Z_{i1} = \sqrt{Z_{10} \cdot Z_{1C}} \quad (27)$$

$$Z_{i2} = \sqrt{Z_{20} \cdot Z_{2C}} \quad (28)$$

formules dans lesquelles Z_{10} et Z_{20} sont les impédances vues du côté (1) ou (2) avec l'autre côté mis en court-circuit, alors que Z_{1C} et Z_{2C} sont les impédances vues du côté (1) ou (2) avec l'autre côté en circuit ouvert.

● Transfert en puissance sur impédances-images

On pose :

$$\frac{u_1 \cdot i_1}{u_2 \cdot i_2} = e^{2\theta} = \frac{\text{Puissance d'entrée}}{\text{Puissance de sortie}} \quad (29)$$

avec $\theta = a + jb$, où a est l'affaiblissement et b le déphasage sur images. On démontre que :

$$\text{th}\,\theta = \sqrt{\frac{Z_{1C}}{Z_{10}}} = \sqrt{\frac{Z_{2C}}{Z_{20}}} \quad (30)$$

Si les impédances à chaque extrêmité sont différentes des impédances-images et égales à Z du côté (2) et Z' du côté (1), on a :

$$\frac{Z' - Z_{i1}}{Z' + Z_{i1}} = e^{-2\theta} \cdot \frac{Z - Z_{i2}}{Z + Z_{i2}} \quad (31)$$

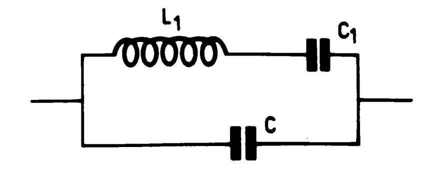


Fig. 14. – Schéma équivalent d'un cristal sans perte.

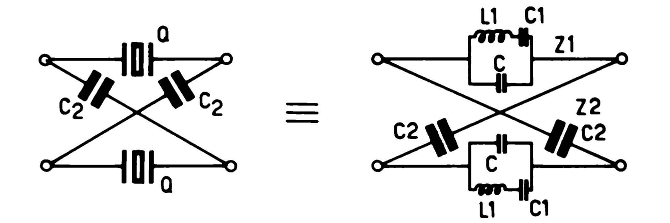


Fig. 15. – Filtre passe-bande en treillis symétrique et son schéma équivalent.

Filtres passe-bande étroits

Considérant le schéma équivalent du cristal sans perte de la **figure 14,** nous allons analyser deux structures possibles de filtres passe-bande étroits : la structure en treillis symétrique et la structure en échelle.

1° Structure en treillis symétrique

La représentation d'un filtre passe-bande de ce type, ainsi que son schéma équivalent, sont donnés à la **figure 15.**

D'après les formules (26) et (27), l'impédance image est :

$$Z_i = Z_{i1} = Z_{i2} = \sqrt{Z_{1(\omega)} \cdot Z_{2(\omega)}}$$

$$= \frac{1}{\omega\sqrt{(C_1 + C)\,C_2}} \cdot \sqrt{\frac{(\omega/\omega_1)^2 - 1}{1 - (\omega/\omega_2)^2}} \quad (32)$$

avec :

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_1 C_1}$$

et

$$\omega_2^2 = \frac{1}{L_1}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C}\right)$$

On montre, à la **figure 16,** la variation de l'impédance-image Z_i en fonction de la fréquence.

Comme résistances terminales, on prendra $R = Z_{(\omega 0)}$ avec :

$$\omega_0^2 = \frac{\omega_1^2 + \omega_2^2}{2}$$

D'après les formules précédentes, on obtient :

$$R = \frac{1}{\sqrt{C \cdot C_2} \cdot \omega_0}$$

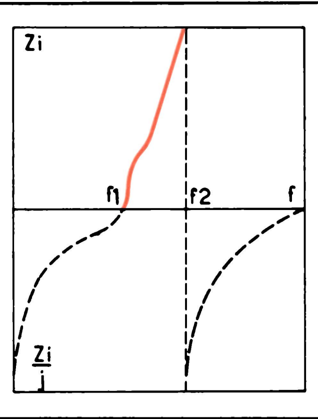


Fig. 16. – Courbe $Z_i = f(f)$.



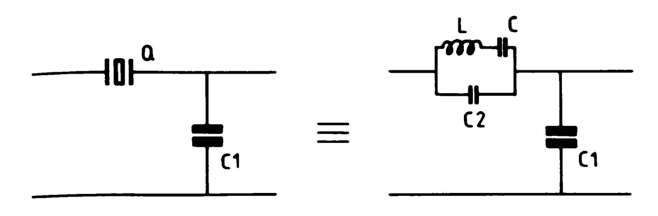


Fig. 17. – Cellule de base d'une structure en échelle et son schéma équivalent.

Pour le calcul des éléments, on introduit la fréquence F∞ pour laquelle l'affaiblissement est infini, c'est-à-dire lorsque $Z_{1(f\infty)} = Z_{2(f\infty)}$. On pose :

$$\nu^2 = \frac{f_2^2 - f_\infty^2}{f_1^2 - f_\infty^2} = \frac{C_2}{C}$$

d'où :

$$f_\infty^2 = \frac{(\nu^2 \cdot f_1^2) - f_2^2}{\nu^2 - 1}$$

Donc f_∞ n'est réelle que si ν est extérieur à l'intervalle $[1, f_2/f_1]$, ce qui équivaut à C_2 extérieur à l'intervalle $[C, (C_1 + C)]$.

Des expressions précédentes, on déduit :

$$C = \frac{1}{\nu \pi R \sqrt{2(f_1^2 + f_2^2)}}$$

$$C_1 = \frac{f_2^2 - f_1^2}{\nu \pi R f_1^2 \sqrt{2(f_1^2 + f_2^2)}}$$

$$C_2 = \frac{\nu}{\pi R \sqrt{2(f_1^2 + f_2^2)}}$$

$$L_1 = \frac{\nu R \sqrt{2(f_1^2 + f_2^2)}}{2\sqrt{2} \cdot \pi (f_2^2 - f_1^2)}$$

L'affaiblissement et le déphasage sur impédances-images sont donnés par la formule :

$$\operatorname{th}\frac{\theta}{2} = \sqrt{\frac{C_2}{C_1 + C}} \cdot \sqrt{\frac{1 - (\omega/\omega_1)^2}{1 - (\omega/\omega_2)^2}} \qquad \textbf{(tableau 1)}$$

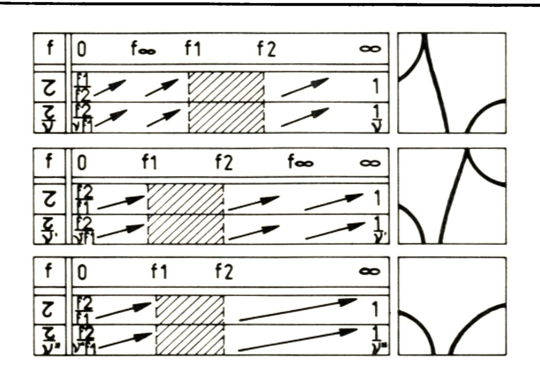


Tableau 1

2° Structure en échelle

La structure en échelle permet la mise en série de plusieurs cellules identiques. La cellule de base est reproduite à la **figure 17**. Sur la base d'une telle structure, on peut définir trois pulsations :

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

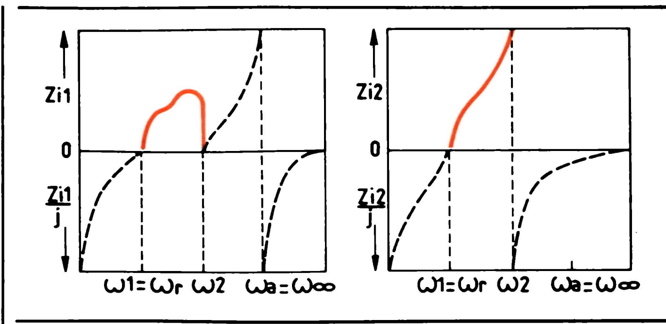


Fig. 18. – Allure des impédances-images Z_{i1} et Z_{i2}.

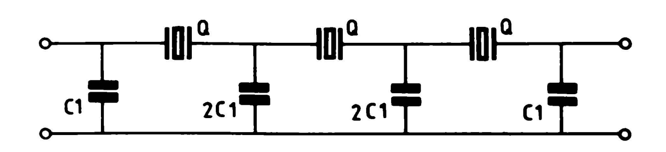


Fig. 19. – Structure en échelle classique.

$$\omega_a^2 = \frac{1}{L}\left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C_2}\right)$$

$$\omega_2^2 = \frac{1}{L}\left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C_1 + C_2}\right)$$

On a les impédances-images suivantes, représentées par ailleurs à la **figure 18** :

$$Z_{i1} = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1}} \cdot \frac{1}{C_2 \omega} \cdot \frac{\sqrt{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega_2^2 - \omega^2)}}{\omega_a^2 - \omega^2}$$

$$Z_{i2} = \frac{1}{\sqrt{C_1 (C_1 + C_2)}} \cdot \frac{1}{\omega} \cdot \frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega^2}$$

On peut définir les résistances terminales à

$\omega_0^2 = (\omega_1^2 + \omega_2^2)/2$:

$$R_2 = Z_{i2}(\omega_0) = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{C_1 (C_2 + C)}}$$

$$R_1 = Z_{i1}(\omega_0) = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{1}{C_2 + 2C_1} \cdot \sqrt{\frac{C_2 + C_1}{C_1}}$$

$$= R_2 \frac{C_2 + C_1}{C_2 + 2C_1}$$

L'affaiblissement et le déphasage sur les impédances-images sont donnés par l'expression :

$$\operatorname{th}\frac{\theta}{2} = \sqrt{\frac{C_1}{C_1 + C_2}} \cdot \sqrt{\frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega^2}}$$

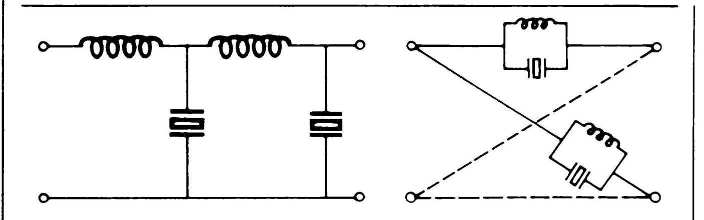
Des expressions précédentes, on déduit la valeur des éléments :

$$C_1 = \sqrt{\frac{f_2^2 - f_a^2}{f_1^2 - f_a^2}} \cdot \frac{1}{2\pi f_0 R_2}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_0 R_2} \cdot \left(\sqrt{\frac{f_1^2 - f_a^2}{f_2^2 - f_a^2}} - \sqrt{\frac{f_2^2 - f_a^2}{f_1^2 - f_a^2}}\right)$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 C f_1^2}$$

La **figure 19** montre une structure en échelle utilisée dans la pratique. Signalons que l'on peut augmenter la bande passante des filtres à cristaux piézo-électriques en mettant une inductance soit en série, soit en parallèle sur le cristal.



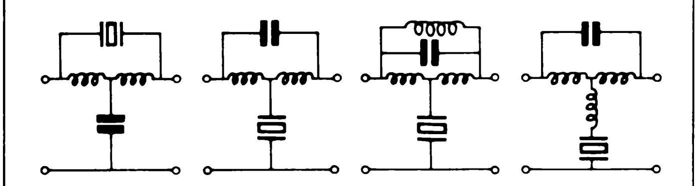


Fig. 20. – Filtres réjecteurs de bande.

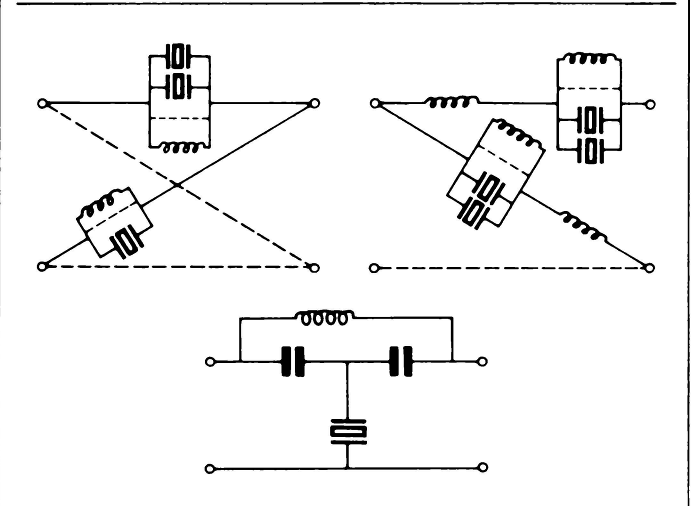


Fig. 21. – Filtres passe-bas.

Autres filtres

De la même manière que pour les filtres passe-bande, on calcule les éléments pour réaliser des filtres réjecteurs de bande (selon les schémas de principe de la **figure 20**), ou bien encore des filtres passe-bas **(fig. 21)** ou passe-haut **(fig. 22)**.

Applications aux capteurs

Un capteur est un dispositif qui traduit une grandeur physique en une information électrique.

La propriété des matériaux piézo-électriques se prête particulièrement bien à la mesure des phénomènes liés à une force : force, vitesse, accélération, vibration.

Sensibilité et réponse fréquentielle

Soit le schéma équivalent de la **figure 23** dans lequel q est un générateur de charge représentant l'élément piézo-électrique et ω est la pulsation de la force appliquée :

$$q = Q_0 \cdot \sin \omega t = CV + \int i \, dt = RCi + \int i \, dt$$

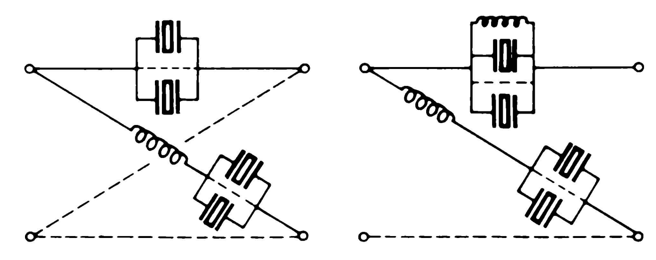


Fig. 22. – Filtres passe-haut.

Ce qui donne, en dérivant :

$$\frac{di}{dt} + \frac{1}{RC} \cdot i = \frac{\omega Q_0}{RC} \cdot \cos \omega t$$

La solution de cette équation différentielle est :

$$V = V_1 \cdot \sin (\omega t + \text{Arc tg} \frac{1}{\omega RC}) - V_2 \cdot e^{-t/RC}$$

dans laquelle le second terme est un terme transitoire qui devient négligeable quand $t \gg RC$.

$$V_1 = \frac{\frac{Q_0}{C}}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega RC}\right)^2}}$$

$$\text{et } V_2 = \frac{\frac{Q_0}{C}}{\frac{1}{\omega RC} + \omega RC}$$

On voit que V_1 tend vers la tension maximum $V_0 = Q_0/C$ lorsque R tend vers l'infini.

D'autre part, le déphasage $\varphi = \text{Arc tg } 1/\omega RC$ dépend de la pulsation, mais aussi de la constante de temps RC.

Les courbes de la **figure 24** montrent la réponse en fréquence de ces deux derniers paramètres.

Ces courbes montrent que pour avoir une bonne sensibilité (V_1/V_0 tendant vers 1) et le déphasage le plus faible, il faut une résistance de charge très supérieure à celle du transducteur. R étant fixée, on détermine la capacité totale en fonction du temps de réponse T imposé (C = T/R).

Il ne faut pas que cette capacité soit trop forte car elle intervient sur la sensibilité maximum ($V_0 = Q_0/C$) ; mieux vaut donc augmenter R pour augmenter T.

Précision de la mesure de V en fonction de la constante de temps RC :

$$V = \frac{V_0 - V_1}{V_0}$$

$$V(\%) = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(RC\omega)^2}}} \cdot 100$$

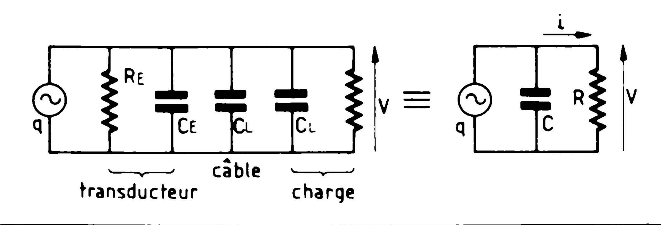


Fig. 23. – Schéma équivalent d'un capteur piézo.

Pour avoir une bonne précision, il faut avoir RCω grand pour la fréquence la plus basse à transmettre.

Amplificateurs de mesure

Pour que la condition $R_L \gg R_E$ soit vérifiée, il est nécessaire de charger le transducteur avec un amplificateur à très grande impédance d'entrée ; c'est le cas d'un amplificateur opérationnel dans le montage suiveur ou non inverseur.

L'amplificateur de charge par contre réalise à chaque instant la décharge de l'élément piézo-électrique et le transfert de sa charge sur une capacité de mesure C_m, comme on peut le voir sur la **figure 25.** On a :

$dQ = - C\,d\,V_s$

Avec ce montage, on s'affranchit de la capacité du câble, car l'amplificateur opérationnel court-circuite virtuellement son entrée.

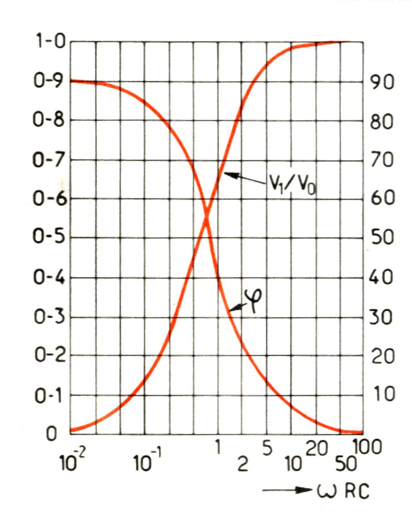


Fig. 24. – Courbes de réponse en fonction de la fréquence du rapport V_1/V_0 et du déphasage.

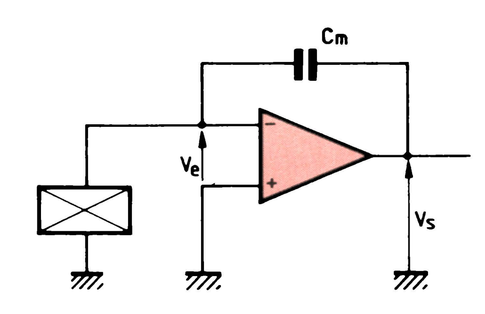


Fig. 25. – Amplificateur de charge.

Grandeurs physiques mesurables

• Force

Selon le mode de déformation utilisé, on a la charge $Q = kF$ ou $Q = k'F\,\ell/e$, F étant la force à mesurer, ℓ et e étant respectivement la largeur et l'épaisseur de la lame piézo-électrique.

Le signal éventuellement amplifié est proportionnel à la force appliquée au capteur. La représentation type d'un capteur de force est donnée à la **figure 26.**

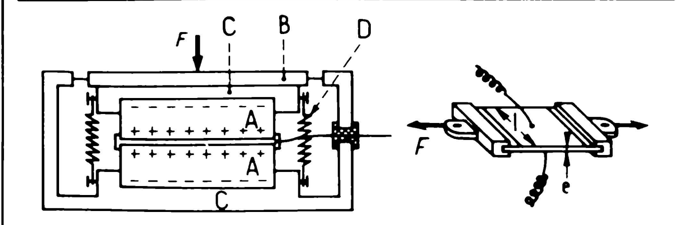


Fig. 26. – Type de capteur de force. A = quartz ; B = prise de tension positive ; C = prise de tension négative ; D = ressort de précharge.

• Accélération

La charge électrique qui apparaît aux bornes du capteur est proportionnelle à la force à laquelle il est soumis. Si cette force est la force d'inertie d'une masse m (masse sismique) soumise à une accélération γ, la charge sera proportionnelle à cette accélération car $F_{inertie} = m\gamma$ et $Q = km\gamma$.

Pour pouvoir mesurer l'accélération dans les deux sens, une précontrainte doit s'exercer sur l'élément piézo-électrique. Un ressort assure cette condition, comme on peut le voir sur la **figure 27.**

• Pression

Si on connaît la surface S du capteur, la force F et la pression P étant liées par la relation $F = SP$ (donc $Q = k\,SP$), la mesure de Q permet alors de connaître P selon la relation $P = Q/kS$. La **figure 28** montre un exemple de capteur de pression.

• Déplacement

Pour la mesure de très petits déplacements on peut utiliser un cristal piézo-électrique. Les déplacements mesurables sont de l'ordre de quelques centaines d'angströms à quelques microns.

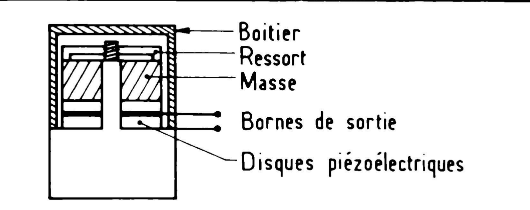


Fig. 27. – Représentation schématique d'un accéléromètre.

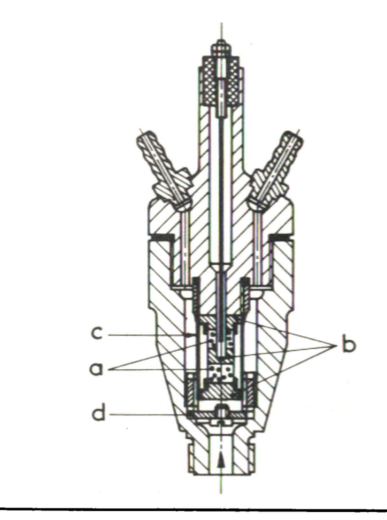


Fig. 28. – Capteur de pression. a = cristaux ; b = armature ; c = enveloppe ; d = membrane.

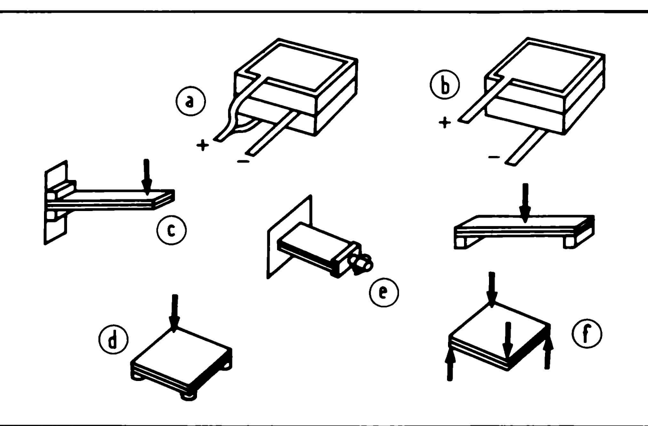


Fig. 29. – Modes d'utilisation des bilames : a = montage parallèle ; b = montage série ; c = porte à faux ; d = torsion 1 point ; e = torsion 2 points ; f = torsion 4 points.

- **Température**

On a vu dans le premier chapitre que les matériaux piézo-électriques sont sensibles aux variations de température. On peut donc mesurer des variations de température grâce aux variations de fréquence d'un oscillateur piloté par un résonateur piézo-électrique.

Pour un quartz on a :

$$\frac{\Delta f}{f} = -0{,}04\,(T_0 - T)$$

Amélioration des performances

Pour améliorer la sensibilité des capteurs, on associe plusieurs lames piézo-électriques.

Cas du bilame

Si on monte deux lames piézo-électriques de telle sorte que leurs effets s'ajoutent lors d'une flexion, on obtient un capteur plus sensible.

On peut les connecter, soit en parallèle pour augmenter la charge globale, soit en série pour augmenter la tension globale.

Différents modes d'utilisation des bilames sont montrés à la **figure 29.**

Les bilames sont utilisés en particulier dans les microphones et les têtes de lecture de tourne-disques.

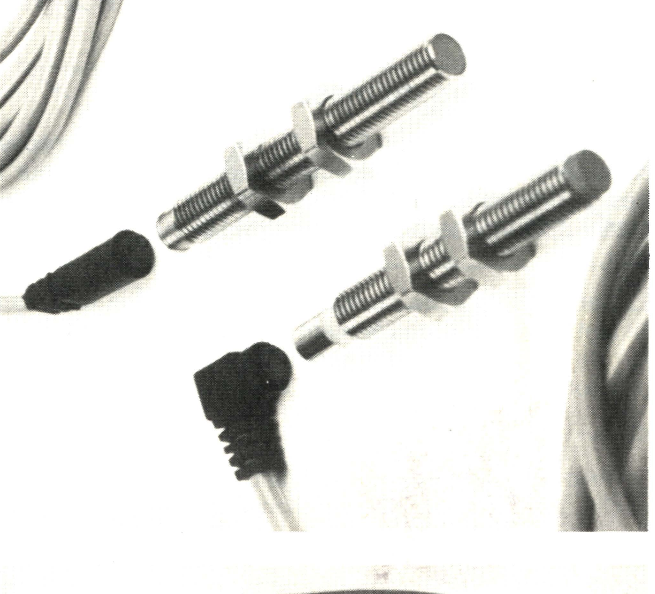
Conclusion

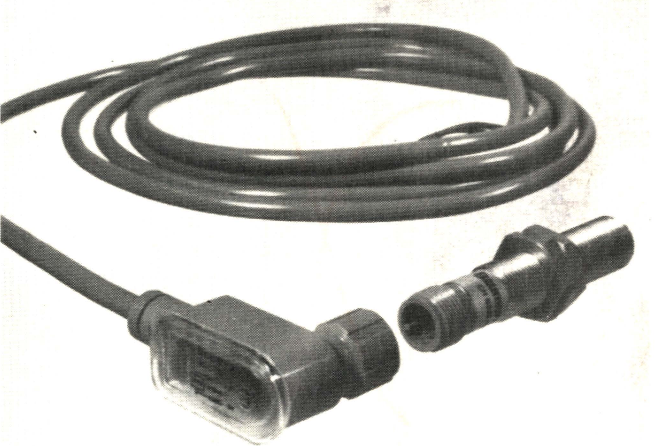
Dans cette étude, on s'est attaché à deux applications des matériaux piézo-électriques, les filtres et les capteurs. Plusieurs autres applications existent comme les oscillateurs pilotés par quartz, l'émission et la réception des ultrasons, les lignes à retard, les filtres à ondes de surface, la transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique haute tension.

Les progrès techniques réalisés dans la fabrication et la mise en œuvre des céramiques piézo-électriques contribuent à la diminution de leur prix et par conséquent à l'augmentation de leur champ d'application.

Leur fiabilité et leurs faibles dimensions en font des composants pratiques pour l'industrie.

Ch. Ponsot





Aspect usuel de quelques capteurs de pression utilisant les matériaux piézoélectriques (Elesta).

Bibliographie

- Andrieux P., Indjoudjian D. : *Les filtres à cristaux piézoélectriques.* Paris, Gauthier-Villars, 1953.
- Bruel et Kjaer : *Accéléromètres, instructions et applications,* 1972.
- Eyraux L. : *Diélectriques solides anisotropes et ferroélectricité.* Paris, Gauthier-Villars, 1967.
- Les quartz dans les oscillateurs. *Radio Plans* n° 336, 1975.
- Hermann K. et Neubert P. : *Instrument Transducers.* Oxford Clarendon Press, 1975.
- Rigal R. : *Théorie des réseaux électriques.* E.S.E., 1953.
- RTC : *Notes d'application céramiques piézo-électriques.* 1976.
- *Les Techniques de l'Ingénieur.* Paris : E390 (la piézoélectricité) ; E613 (filtres spéciaux) ; R1510 (capteurs de déplacement) ; R1820 (dynamomètre) ; R2090 (capteurs de pression).
- Zelbstein U. : *Physique des capteurs ; circuits associés ; mesures électroniques.* Dunod, Paris, 1969.

XP 640
Le système de programmation universelle

Le XP 640 : duplique les EPROMs et EEPROMs de la 2508 à la 27512 en standard, dispose de 64 K octets de RAM, interfaces RS 232 pour les transferts (16 formats), et la télécommande, Parallèle Centronics pour l'impression des données, une sortie vidéo permettant d'utiliser un puissant éditeur (affichage Hex, ACSII, recherche, déplacement, copie de données... etc.) grâce à un clavier simple d'utilisation pouvant être bloqué.

Universel : en option peut programmer les PROMS BIPOLAIRES, PAL, IFL, Microprocesseur Mono-chip.

Emulateur : pour le développement, Le XM 512, émulateur EPROM, RAM. Se connecte sur le XP 640.

DISPONIBLE SUR STOCK AVEC MANUEL EN FRANÇAIS

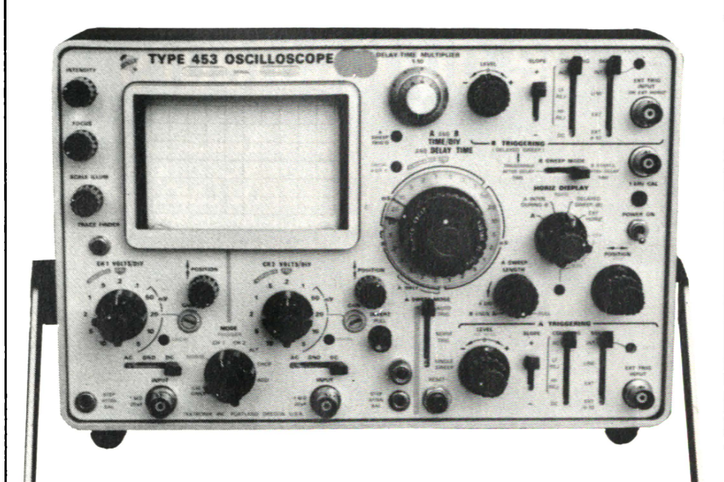
GP électronique

5, Passage Courtois 75011 PARIS
Tél. : 379-02-23 - Télex : 204-188

SERVICE-LECTEURS N° 109

OCCASION
OSCILLOSCOPES
hautes performances

TEKTRONIX **453**



- **2 voies Y ; DC/50 MHz ; 5 mV/10 V div.**
- **double BDT + retard de 10 ns à 5 s/div.**
- **entrée X ; calibrateur interne ; THT 10 kV.**

En état de marche . . . . **2.700 F TTC**
Revisé, calibré et garantie . . . . **4.700 F TTC**



PRIX ASSURÉS JUSQU'AU 31/08/85.

VENTE et RÉPARATION C.B.M.

Modification floppy 8250 en 8050
Service soigné et rapide
Programmateur d'eprom (3000, 4000, 8000)
Effaceur d'eprom-Reset (3000, 4000, 8000)
Logiciel discas, cas-dis, copie (3000)
Superbasic (3000, 4000, 8000, Vic)
Transformation 40 colonnes - 80 colonnes (4000)
Extension mémoire - Mémoires - Connecteur User - Port - Carte supergraphic.

MAINTENANCE et réparation d'appareils de mesures électriques et électroniques
Multimètres, oscilloscopes, galvanomètres etc

Etudes et fabrications.

CHATAIN - BLANCHON s.a.

ipf 3639

77, av. du Général-Leclerc - 94700 MAISONS-ALFORT
tél.: 368.40.16.+ C.C.P. Paris 6559.00
Abonné Publitelex N° 11188117 TELEX 250.303
METRO : Ecole Vétérinaire

SERVICE-LECTEURS N° 110

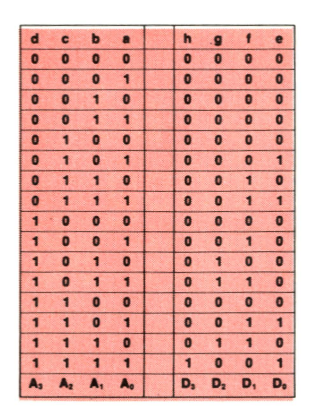


« Graphlog » : un programme d'aide à la conception de systèmes logiques

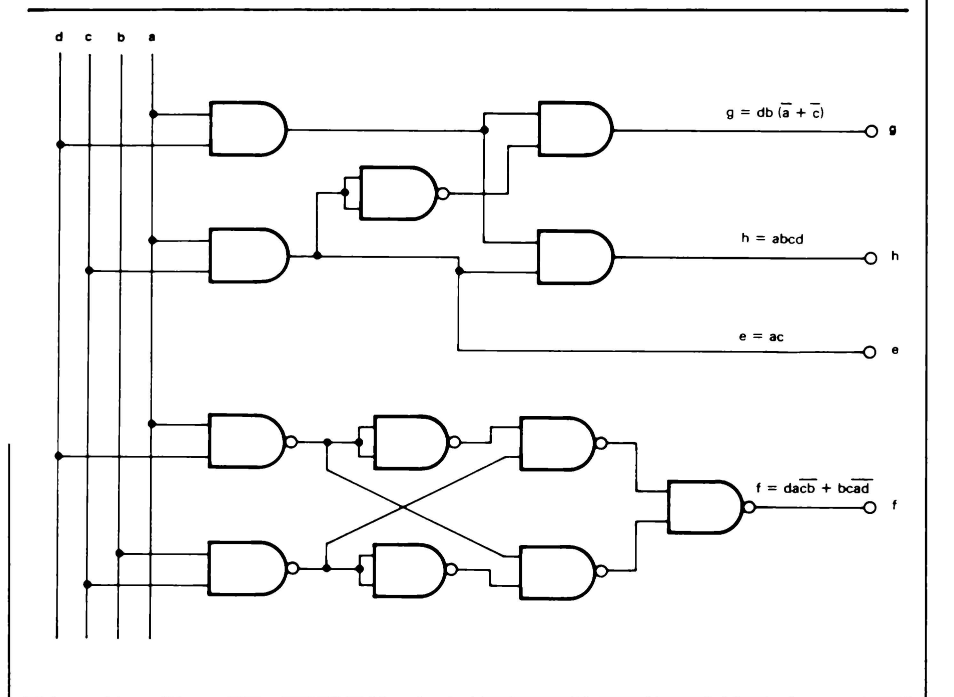
Les soucis d'un concepteur de circuits de logique séquentielle sont de deux ordres : d'une part, disposer d'une méthode de travail simple, rapide et efficace, d'autre part, créer une machine de conception claire et élégante, au fonctionnement très sûr pour un coût minimal.

Le microprocesseur apporte une réponse séduisante à de nombreux problèmes. Mais son utilisation dans les applications où la rapidité est un critère essentiel reste délicate. De même, son emploi au sein de petits systèmes logiques n'est pas intéressant, essentiellement pour des raisons économiques. Il y a là une lacune que les réseaux logiques programmables (P.L.A.) tendent à combler. Toutefois, ces composants sont moins répandus et plus chers que les mémoires mortes (PROM) susceptibles de remplir une fonction identique, avec des performances moindres, mais généralement suffisantes. Les mémoires REPROM offrent en outre une possibilité de reprogrammation qui constitue un avantage non négligeable.

Graphlog est un programme écrit en Basic qui aide à concevoir de petits systèmes logiques séquentiels ou des sous-ensembles d'automatismes complexes construits autour d'une PROM. Il calcule son contenu et détermine tous les paramètres du schéma à partir d'une description symbolique du système, déduite de l'analyse du cahier des charges.



d	c	b	a		h	g	f	e
0	0	0	0		0	0	0	0
0	0	0	1		0	0	0	0
0	0	1	0		0	0	0	0
0	0	1	1		0	0	0	0
0	1	0	0		0	0	0	0
0	1	0	1		0	0	0	1
0	1	1	0		0	0	1	0
0	1	1	1		0	0	1	1
1	0	0	0		0	0	0	0
1	0	0	1		0	0	1	0
1	0	1	0		0	1	0	0
1	0	1	1		0	1	1	0
1	1	0	0		0	0	0	0
1	1	0	1		0	0	1	1
1	1	1	0		0	1	1	0
1	1	1	1		1	0	0	1
A_3	A_2	A_1	A_0		D_3	D_2	D_1	D_0



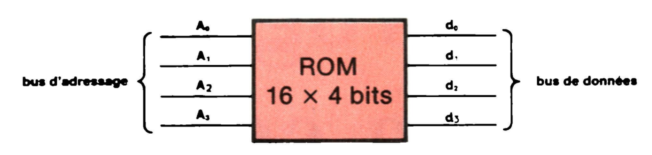


Fig. 1. – Ce tableau de chiffres binaires représente aussi bien la table de vérité du multiplieur 2 bits schématisé à côté, que le listing du contenu d'une PROM de 16 * 4 bits.

Simulation des circuits de logique séquentielle

En plus de leurs utilisations classiques en informatique, les mémoires mortes (PROM ou REPROM) peuvent être utilisées pour simuler les circuits de logique combinatoire. En effet, listons le contenu d'une PROM en écrivrant adresses et données en code binaire : on constate une parfaite similitude entre ce listing et la table de vérité d'un système logique **(fig. 1)** ; les broches d'adressage deviennent les entrées du système tandis que les broches de données en simulent les sorties. On remarque d'emblée une limitation sérieuse à ce procédé : ajouter une entrée revient à doubler la capacité mémoire, qui devient vite prohibitive. Il sera peu intéressant de dépasser 11 entrées et 8 sorties, ce qui correspond à une capacité mémoire de 2 Ko.

Le circuit de logique séquentielle, contrairement au circuit de logique combinatoire, réagit aux informations binaires qui lui parviennent à un instant donné, en fonction d'événements passés. Les sorties d'un tel système dépendent de ses variables d'entrées et de son *état interne*, codé par un ensemble de *variables internes*. Ces dernières sont fonction de l'état précédent et des variables d'entrées. Intuitivement, à chaque état interne correspond une phase du fonctionnement de l'automate. On reviendra plus loin sur ces concepts.

Un circuit séquentiel peut n'être constitué que d'un circuit combinatoire rebouclé sur lui-même **(fig. 2)**. On a alors conçu de façon très simple un système dit « asynchrone ». Les « lignes » qui ramènent les sorties sur les entrées matérialisent les variables internes. Mais cette solution est sujette au risque de *l'aléa de séquence* : si le fonctionnement normal du système exige à un moment donné la commutation de plusieurs variables internes, il est probable que l'état suivant soit indéterminé car la technologie ne garantit pas la commutation rigoureusement simultanée de plusieurs signaux.

Une condition nécessaire d'un bon fonctionnement est donc la suivante : lors de tout changement d'état, une seule variable interne doit commuter. Cette contrainte complique notablement l'étude et un problème apparemment simple peut se révéler inextricable. La recherche d'une solution évitant l'aléa de séquence a conduit à mettre au point les circuits séquentiels synchrones.

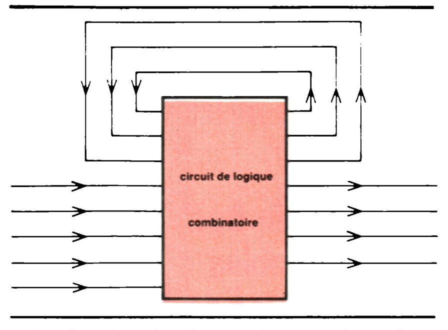


Fig. 2. – Un circuit de logique combinatoire dont certaines sorties sont rebouclées sur certaines entrées devient un circuit de logique séquentielle asynchrone.

Considérons la **figure 3**. On y retrouve un circuit combinatoire dont *n* sorties sont rebouclées sur *n* entrées. Mais cette fois, une « bascule D » est insérée dans chaque ligne de réaction. La « bascule D synchrone » mémorise l'état logique présent sur son entrée « D » lorsqu'un front (montant ou descendant selon le type de bascule) active son entrée de commande « CK ». Dans le cas présent, les entrées « CK » sont connectées à une horloge qui définit la cadence de fonctionnement du système.

Grâce à cette disposition, les changements d'état aléatoires dus aux imperfections des portes logiques ne sont pas retransmis sur les entrées « variables internes » du système, à condition que la période d'horloge dépasse le temps de réponse du circuit combinatoire. Ce dernier peut être simulé par une PROM ; le schéma de la **figure 4** donne une solution utilisable. Il est possible de le simplifier et d'augmenter la sécurité de fonctionnement au détriment du temps de réponse (5 µs au moins) en remplaçant l'horloge et les bascules D par un circuit intégré « MC 14490 » **(fig. 5)**. Ce boîtier contient six circuits « anti-rebonds » synchronisés par une horloge interne. Une information binaire présente à l'entrée de l'un d'eux n'est



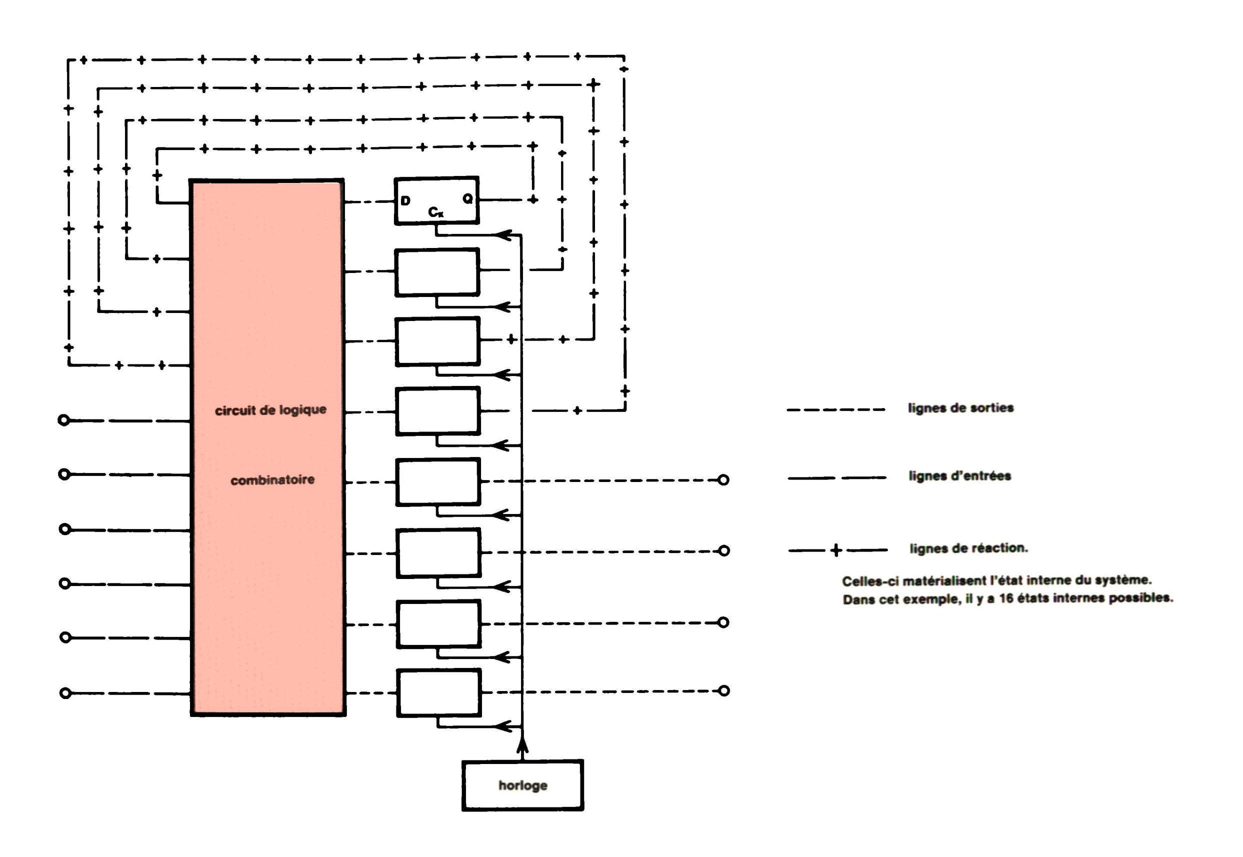


Fig. 3. – Synoptique d'un circuit de logique séquentielle synchrone.

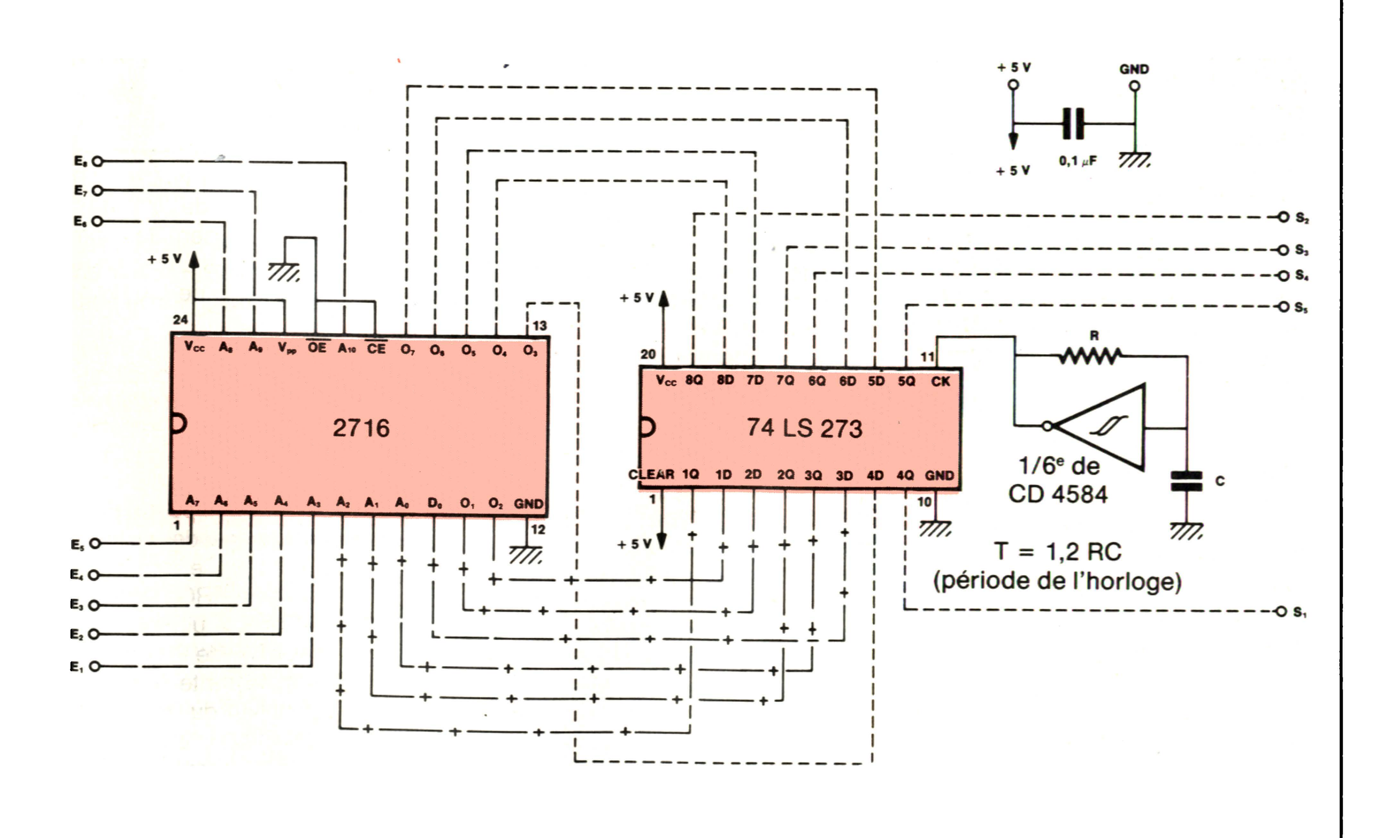


Fig. 4. – Exemple de schéma d'un circuit de logique séquentielle disposant de 8 entrées, 5 sorties et 8 états internes au maximum. Les entrées non utilisées doivent être connectées à la masse logique.

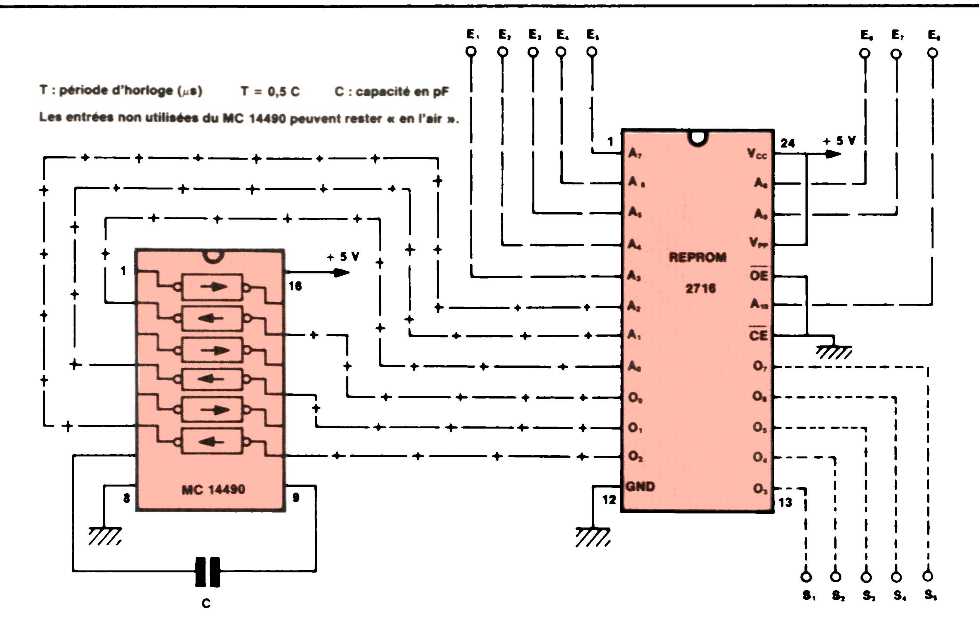


Fig. 5. – La substitution des bascules D par des circuits anti-rebonds MC 14490 simplifie la réalisation et permet au système de ne pas tenir compte d'impulsions parasites présentes sur ses entrées.

retransmise sur la sortie correspondante que si elle est stable pendant au moins quatre périodes d'horloge. Moyennant un choix adéquat de la fréquence, cette propriété permet au système séquentiel de ne pas prendre en compte d'éventuelles impulsions parasites.

Le tracé du schéma relatif à une application nécessite la détermination de quelques paramètres qui sont le nombre d'entrées et sorties, le nombre de variables internes et la fréquence d'horloge.

Le nombre de variables internes est lié au nombre d'états internes par le choix d'un code. L'absence d'aléas de séquence autorise l'utilisation du classique code binaire qui différencie 2↑N combinaisons pour N bits. Ainsi, un système qui comprend 27 états internes disposera de 5 variables in-

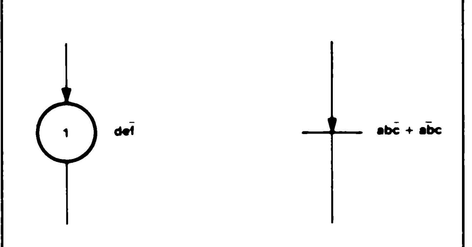


Fig. 6a (à gauche). – Symbole de l'étape 1 associée à la configuration des sorties d = 1, e = 1, f = 0.

Fig. 6b (à droite). – Symbole d'une transition associée à la proposition logique $ab\bar{c} + a\bar{b}c$ où a, b, c sont des variables d'entrée.

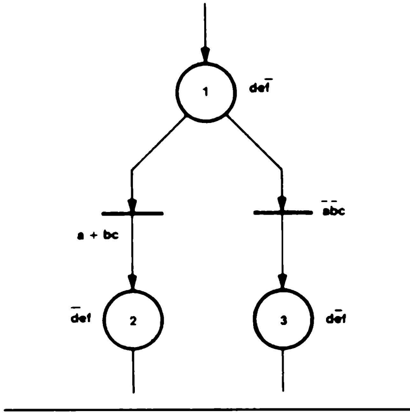


Fig. 7

ternes car 2↑5 = 32 > 27. Le codage affecte à chaque état interne un numéro, choisi arbitrairement, qui servira à le repérer. Le calcul du nombre de variables internes est effectué par le programme Graphlog.

Il faut, pour que le système évolue d'un état à un autre, un temps minimum déterminé par la fréquence d'horloge et le type de schéma (**fig. 4 ou 5**). Il doit être choisi supérieur au temps d'accès de la mémoire morte. Dans le cas des automates qui comportent des états instables, la détermination optimale de la fréquence d'horloge prend une grande importance.

En effet, on utilise ces états pour générer des temporisations ou pour émettre des signaux cycliques. Une fréquence trop élevée conduira à un encombrement mémoire excessif, car de nombreux états seront nécessaires pour construire une temporisation. En

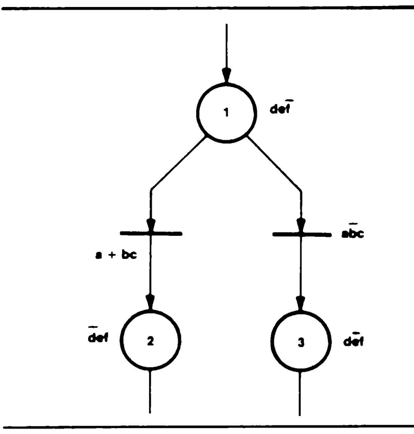


Fig. 8

revanche, une fréquence trop basse ne permettra pas d'obtenir une précision acceptable sur les durées.

Enfin, il ne faut pas oublier que la fréquence d'horloge conditionne la rapidité de la réponse du système.

Le graphe des transitions

Il est possible de décomposer le fonctionnement d'un système séquentiel en une succession de phases élémentaires que l'on dénommera *« étapes »*. Numérotons-les et associons à chacune d'elles une configuration des sorties selon les exigences du cahier des charges (**fig. 6a**). L'étape dans laquelle se trouve le système est dite *activée*. Si le système peut passer d'une étape « a » à une étape « b », il existe une *transition* de « a » vers

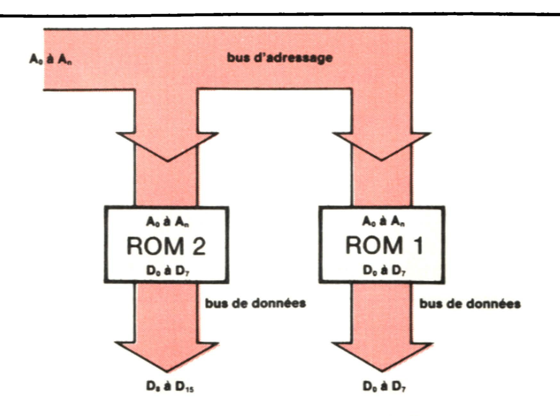


Fig. 9. – Si une application requiert un bus de données de plus de 8 bits, on utilise 2 PROM comme l'indique ce schéma. Graphlog tient compte de cette particularité.

« b ». On associe à celle-ci une proposition logique qui exprime une condition sur les variables d'entrées du système **(fig. 6b)**. Il y a *franchissement* d'une transition si son étape d'entrée est activée et si sa proposition logique est vraie.

Par **exemple**, considérons la **figure 7 ; si l'étape** 1 est activée et si, parmi **les variables** d'entrées, « a » vaut 1 ou si « b » et « c » valent 1, alors le système passe en 2. En revanche, si « a » et « b » valent 0 et si « c » vaut 1, on passe à l'étape 3. La représentation de toutes les étapes et transitions permet de construire un graphe qui décrit clairement toutes les évolutions possibles d'un système séquentiel. Un tel graphe est nécessairement fortement connexe ; c'est-à-dire qu'à partir d'une étape quelconque, le système peut atteindre n'importe quelle autre étape définie dans le graphe. S'il n'en était pas ainsi, certaines étapes ne seraient jamais activées, ou alors le système pourrait se bloquer.

On obtient un graphe des transitions en apparentant les notions d'étape et d'état interne. Dans ce cas, il ne peut jamais y avoir plus d'une étape activée à la fois. Pour cette raison, si plusieurs transitions partent d'une étape d'entrée commune, leurs propositions logiques doivent s'exclure mutuellement. De ce point de vue, l'exemple de la **figure 7** est correct ; par contre, la partie de graphe de la **figure 8** ne respecte pas cette exigence car la configuration des entrées « abc » vérifie les deux propositions logiques, l'étape suivante serait donc indéterminée.

Il pourrait paraître fastidieux de tenir compte de cette contrainte lors de la construction du graphe. En fait, une analyse cohérente du problème permet de la respecter naturellement et facilement. Si des erreurs subsistent malgré les précautions prises par le concepteur, Graphlog les décèlera et affichera le message « double transition validée à l'étape X ».

La **figure 11** présente le graphe des transitions d'un système qui sera étudié dans la suite de l'article. On y reconnaît cinq états internes numérotés de 0 à 4, cinq entrées A, B, C, D, R et une sortie S. On peut vérifier que ce graphe respecte toutes les règles énoncées précédemment : connexité, conditions de franchissement d'une transition.

Le programme Graphlog

Graphlog est un programme Basic (voir encadré en fin d'article) mis au point sur un micro-ordinateur CBM 3032 (31 Ko disponibles, écran de 25 lignes de 40 caractères) équipé d'un lecteur de disquettes. L'imprimante est optionnelle. On trouvera en **annexe 1** la liste des caractères de contrôle du CBM 3032, le tableau des variables et l'architecture du programme. Les opérations d'entrées-

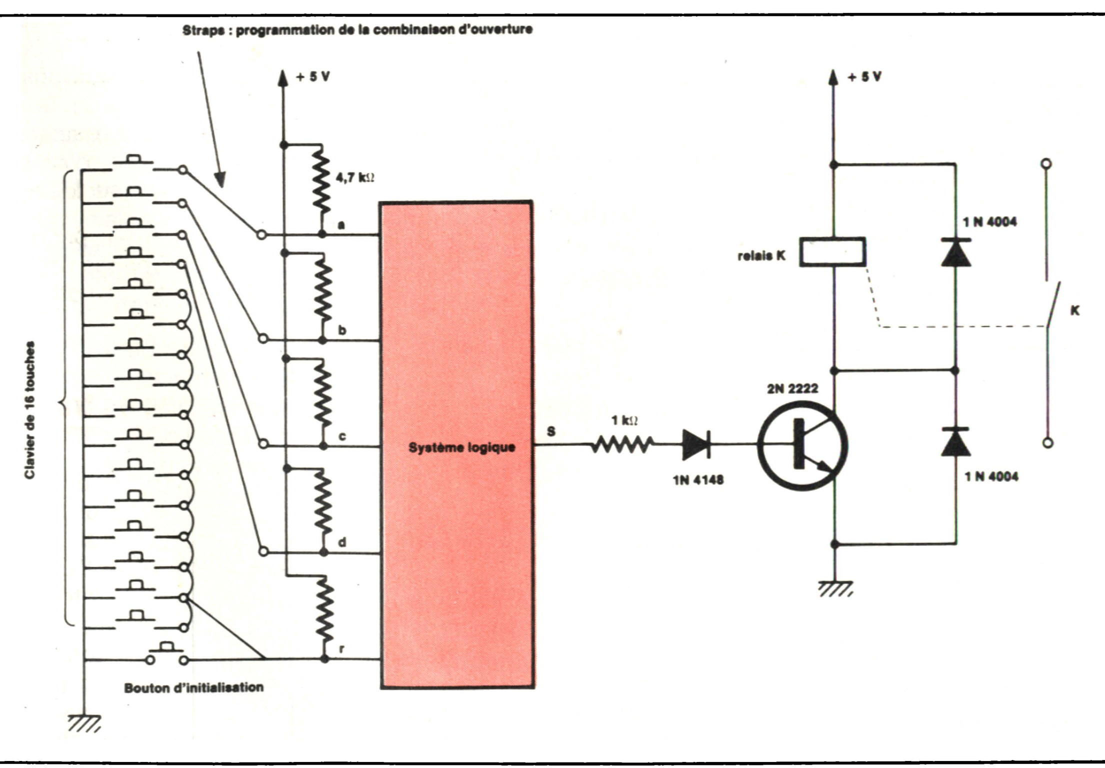


Fig. 10. – Serrure électronique : synoptique.

sorties sur le lecteur de disquettes nécessitent l'emploi d'instructions spécifiques à la machine. Celles-ci sont décrites à **l'annexe 2**. Les autres routines de Graphlog n'utilisent que des instructions classiques, leur adaptation à d'autres micro-ordinateurs ne devrait pas poser de problèmes difficiles.

Graphlog assure essentiellement trois fonctions :

– Edition d'un fichier source décrivant le graphe des transitions.
– Calcul du contenu de la PROM, détermination des paramètres de câblage et stockage de ces informations dans un fichier objet.
– Simulation du fonctionnement à partir du fichier objet.

Après avoir dressé le graphe des transitions du système à réaliser, l'utilisateur de Graphlog sélectionne l'éditeur parmi les options qu'offre le menu général. La représentation graphique décrite dans le paragraphe précédent n'est pas directement exploitable par l'ordinateur et il convient de la traduire dans un langage alphanumérique adéquat. Celui-ci admet les trois types d'instructions énumérés ci-dessous :

– *« vabcd-ghi »* déclare a, b, c, d comme variables d'entrée et g, h, i comme variables de sortie. Chaque variable ne peut être identifiée que par un caractère alphabétique. Les blancs entre les caractères ne sont pas autorisés. La déclaration des variables du système est impérative, son absence génère un message d'erreur lors du calcul du fichier objet.

– *« 2/gHi »* affecte la configuration des sorties g = 1, h = 0, i = 1 à l'étape 2. On conviendra que les variables complémentées sont représentées par des majuscules. Toutes les variables de sorties doivent être présentes dans l'expression, sinon il y aura édition d'un message d'erreur et interruption du calcul du fichier objet.

– *« 1 2/a + Bc + dA »* définit une transition de l'étape 1 vers l'étape 2 associée à la proposition logique « a + Bc + dA », laquelle doit s'exprimer exclusivement sous la forme de produits. (La somme et le produit correspondent respectivement au « ou logique » et au « et logique »). Comme précédemment, les lettres majuscules codent les variables complémentées.

L'ordre d'écriture de ces instructions n'a aucune importance. Voici un exemple de programme construit selon ces règles. Il représente la fraction de graphe de la **figure 7** :

vabc-def
2/Def
1>2/a+bc
1/deF
3/dEf
1>3/ABc

L'éditeur de Graphlog offre toutes les possibilités classiques d'un éditeur de programmes : écriture des instructions, correction, suppression, listage. La demande d'aide « S » rappelle la syntaxe des diverses commandes et instructions. La sortie de l'éditeur, obtenue par la commande « f », s'accompagne toujours de l'enregistrement sur disquette du fichier source qui vient d'être édité.

La procédure « calcul du fichier objet », appelée à partir du menu général, constitue le cœur de Graphlog. Elle ne sollicite que peu d'interventions de la part de l'utilisateur. Toutefois, celui-ci devra introduire au début du calcul les dimensions des bus de la mémoire morte qu'il compte employer. Graphlog accepte au maximum 12 lignes d'adressage et 16 lignes de données. Dans le cas où une application réclame plus de 8 lignes de données, Graphlog calculera les contenus de deux PROM câblées comme le montre la **figure 9.**

Le calcul du fichier objet passe par la détermination préalable d'un fichier intermédiaire, qui n'est qu'une transcription, sous forme de tableaux numériques, des chaînes de caractères du fichier source. Au cours de ces opérations, le programme effectue de nombreuses vérifications sur la syntaxe des instructions et sur la cohérence logique du graphe. Les contrôles se manifestent éventuellement par l'affichage d'un des messages d'erreur énumérés à **l'annexe 3.**

La procédure se termine par l'enregistrement du fichier objet sur une disquette avant que n'apparaisse le

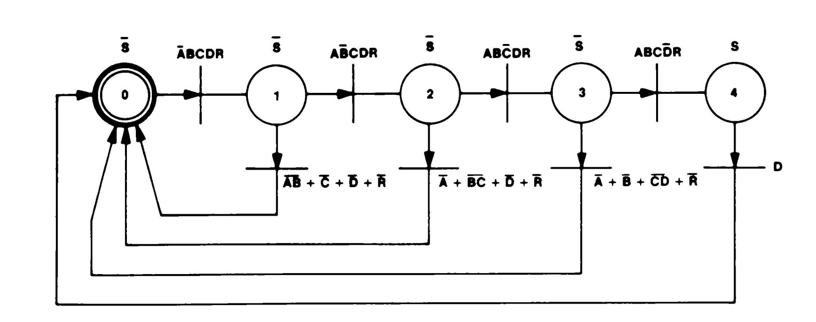


Fig. 11. – Serrure électronique : graphe des transitions. L'étape 0 est initiale.

```
SERRURE

VARIABLES D'ENTREES
A  :  1ER CHIFFRE
B  :  2E CHIFFRE
C  :  3E CHIFFRE
D  :  4E CHIFFRE
R  :  REMISE A ZERO

VARIABLES DE SORTIES
S  :  SORTIE

                    -
ETAT  0:SORTIES:S
       -
 0>1/ABCDR
                    -
ETAT  1:SORTIES:S
        -
 1>2/ABCDR
     -- - - -
 1>0/AB+C+D+R
                    -
ETAT  2:SORTIES:S
         -
 2>3/ABCDR
     - -- - -
 2>0/A+BC+D+R
                    -
ETAT  3:SORTIES:S
          -
 3>4/ABCDR
     - - -- -
 3>0/A+B+CD+R

ETAT  4:SORTIES:S

 4>0/D
```

Fig. 12. – Serrure électronique : fichier source édité par Graphlog.




```
SERRURE

                CONTENU ROM 1

0000 :  00 00 00 00 0C 00 00 00
0008 :  00 00 00 00 0C 00 00 00
0010 :  00 00 00 00 00 00 00 00
0018 :  00 00 00 00 00 00 00 00
0020 :  00 00 00 00 0C 00 00 00
0028 :  00 00 00 00 0C 00 00 00
0030 :  00 00 00 00 00 00 00 00
0038 :  00 00 00 00 00 00 00 00
0040 :  00 00 00 00 0C 00 00 00
0048 :  00 00 00 00 0C 00 00 00
0050 :  00 00 00 00 00 00 00 00
0058 :  00 00 00 00 00 00 00 00
0060 :  00 00 00 00 0C 00 00 00
0068 :  00 00 00 00 0C 00 00 00
0070 :  00 00 00 00 00 00 00 00
0078 :  01 01 00 00 00 00 00 00
0080 :  00 00 00 00 0C 00 00 00
0088 :  00 00 00 00 0C 00 00 00
0090 :  00 00 00 00 00 00 00 00
0098 :  00 00 00 00 00 00 00 00
00A0 :  00 00 00 00 0C 00 00 00
00A8 :  00 00 00 00 0C 00 00 00
00B0 :  00 00 00 00 00 00 00 00
00B8 :  00 02 02 00 00 00 00 00
00C0 :  00 00 00 00 0C 00 00 00
00C8 :  00 00 00 00 0C 00 00 00
00D0 :  00 00 00 00 00 00 00 00
00D8 :  00 00 03 03 00 00 00 00
00E0 :  00 00 00 00 0C 00 00 00
00E8 :  00 00 00 0C 0C 00 00 00
00F0 :  00 00 00 00 00 00 00 00
00F8 :  00 01 02 03 00 00 00 00
```

Fig. 13. – Serrure électronique : contenu de la PROM.

```
BROCHE A0 CONNECTEE A D0
BROCHE A1 CONNECTEE A D1
BROCHE A2 CONNECTEE A D2
BROCHE A3 =R
BROCHE A4 =D
BROCHE A5 =C
BROCHE A6 =B
BROCHE A7 =A
BROCHE A8 =0
BROCHE A9 =0
BROCHE A10 =0

ROM 1 BROCHE D3 =S
ROM 1 BROCHE D4 NON CONNECTEE
ROM 1 BROCHE D5 NON CONNECTEE
ROM 1 BROCHE D6 NON CONNECTEE
ROM 1 BROCHE D7 NON CONNECTEE
```

Fig. 14. – Serrure électronique : câblage de la PROM.

menu intitulé « utilisation d'une PROM ». Ce dernier donne accès aux fonctions de simulation et d'impression des listings.

La routine de simulation permet de « débugger » rapidement un graphe des transitions. Elle affiche sur l'écran un tableau de trois colonnes : la première reçoit la configuration des entrées tapée au clavier. Comme pour l'éditeur, les caractères majuscules représentent les variables complémentées. Les deux autres colonnes fournissent en réponse le nouvel état interne et la configuration des sorties correspondantes.

Etude d'une serrure électronique

Dans un but essentiellement didactique et pour illustrer ces lignes, on va étudier un exemple d'application simple dont voici la description : on se propose de réaliser une serrure électronique qui comprend en entrée un clavier de 16 touches et un bouton d'initialisation.

Un contact de relais, qui matérialise la sortie, « tire » lorsque l'unité de commande reçoit du clavier une combinaison adéquate de 4 chiffres hexadécimaux, préalablement programmée avec des straps. L'action simultanée sur deux touches est considérée dans tous les cas comme un code erroné. Les rebonds du clavier ne doivent pas perturber le fonctionnement de la serrure.

La **figure 10** présente une ébauche de solution. Au repos, les entrées a, b, c, d, r sont positionnées au niveau logique haut, la sortie « s » est au niveau logique bas de façon que le relais ne soit pas alimenté. Un niveau bas sur l'entrée « r », obtenu par l'action sur une des touches qui y sont connectées, initialise l'unité de commande.

Pour que la serrure s'ouvre, il faut que les lignes a, b, c, d soient activées l'une après l'autre dans l'ordre alphabétique. Toute erreur réinitialise le système. Une telle disposition interdit les codes contenant plusieurs fois le même chiffre. Malgré cette restriction, il existe tout de même 43 680 combinaisons possibles.

Cette description du fonctionnement permet d'établir le graphe des transitions de la serrure **(fig. 11)**. A

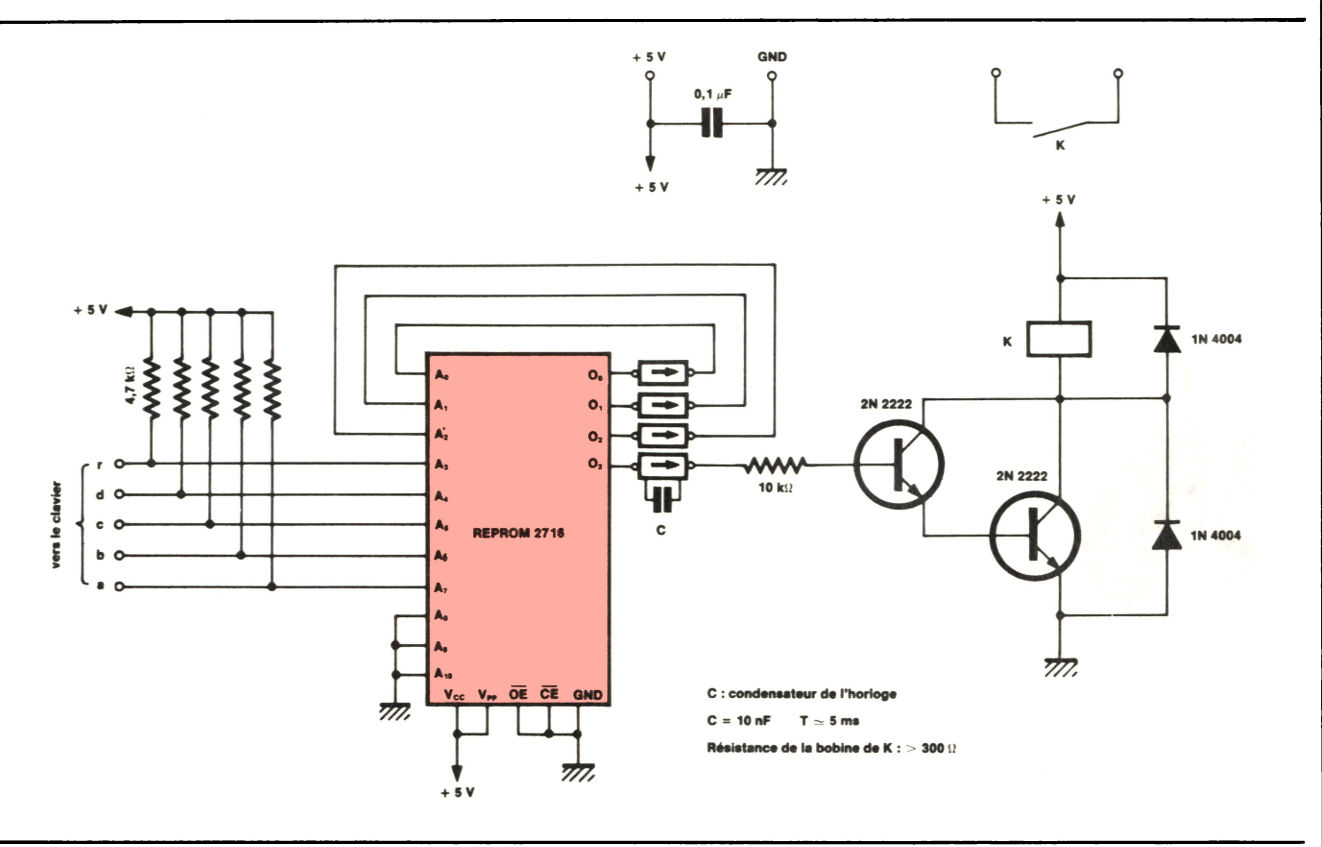


Fig. 15. – Serrure électronique : schéma. Les broches A8, A9, A10 et 04, 05, 06, 07 pourront être utilisées pour ajouter de nouvelles fonctions au système. Si aucune extension n'est envisagée, une PROM moins coûteuse HM 7611 de 256 × 4 bits suffit.

partir de celui-ci, Graphlog édite le listing du fichier source, le contenu de la PROM et son câblage **(fig. 12, 13 et 14).**

Enfin, pour prévenir les risques de rebonds des touches, on insère des circuits anti-rebonds MC 14490, plutôt que des bascules D, dans les lignes de réaction de la mémoire morte. On choisit une période d'horloge de 5 ms, ce qui fixe la valeur du condensateur à 10 nF.

Tous les éléments du schéma sont maintenant connus **(fig. 15),** l'étude théorique est terminée, il reste à réaliser et à essayer le prototype.

Conclusion

Les utilisations de Graphlog sont limitées par la capacité des mémoires que la technologie met à notre disposition. Heureusement, l'astuce permet de bien souvent de réduire un nombre trop important d'entrées et de sorties : par exemple, on pourra utiliser les variables internes comme de véritables sorties du système, à condition de choisir judicieusement le codage des états (cas typique du compteur). D'autre part, dans les systèmes complexes composés de plusieurs PROM, le temps passé à rechercher un codage optimal des données d'entrées et de sorties est compensé par les gains en câblage qu'il apporte.

Les circuits de logique élaborés à l'aide de Graphlog bénéficient de nombreux avantages par rapport aux solutions classiques. Ses utilisateurs, débarrassés de méthodes rébarbatives et fastidieuses, apprécieront, en outre, la facilité de mise au point, la maintenabilité et le caractère évolutif des circuits qu'ils conçoivent.

A. Petrowski

*Une copie du listing complet du programme Graphlog est disponible auprès de la rédaction d'*Electronique Applications *pour ceux de nos lecteurs qui en feront la demande (joindre 5 francs en timbres).*

ANNEXE 1

Codes et caractères spéciaux du CBM 3032

POKE 59468,14 : Active le mode minuscule/majuscule.
POKE 59468,12 : Retour au mode majuscule/semi-graphique.
Code ASCII des caractères alphabétiques du CBM 3032 : minuscules : code 65 à 90 ; majuscules : code 65+128 à 90+128. Les représentations ASCII sont utilisées dans les sous-programmes situés en 10700 et 11000.
**C$** : Retour chariot ; C$=CHR$(13).
**CL$** : « PRINT CL$ » efface l'écran ; CL$=CHR$(147).
**G$** : « PRINT G$ » inprime un guillemet ; G$=CHR$(34).
**HO$** : Positionne le curseur en haut à gauche de l'écran ; HO$=CHR$(19).
**RE$** : Active le mode « vidéo inverse » ; RE$=CHR$(18).
**OE$** : Inhibe le mode « vidéo inverse » ; OE$=CHR$(146).
**UP$** : Monte le curseur d'une ligne ; UP$=CHR$(145).

Tableau des principales variables de Graphlog

A6 : Capacité minimale nécessaire de la PROM.



AD : Nombre de broches d'adressage de la PROM utilisée. Il faut que AD soit inférieur à 13.
DA : Nombre de broches de données de la PROM. DA doit être inférieur à 17.
DD$: Numéro du drive sélectionné. Le lecteur de disquettes utilisé comporte 2 drives numérotés 0 et 1.
EC$(11) : Fichier source. Tableaux des commentaires relatifs aux variables d'entrée.
EI%(128) : Tableau du fichier intermédiaire.
EQ%(128) : Tableau du fichier intermédiaire.
ET%(128) : Tableau du fichier intermédiaire.
ER : Indicateur d'erreur.
ET$(128) : Fichier source. Tableau des configurations de sorties.
GR$: Nom du graphe des transitions en cours de traitement.
IN% : Numéro de l'étape initiale du graphe.
KL : Nombre de PROM nécessaires. KL = 2 si DA est supérieur à 8, sinon KL = 1.
LI%(128) : Fichier source. Nombre de transitions associées à chaque étape.
ME%(4096) : Fichier objet. Image du contenu de la PROM.
NE : Nombre d'étapes du graphe.
NL : Nombre de lignes affichées sur l'écran. Dès que NL dépasse 20, l'affichage de nouvelles informations est suspendu jusqu'à ce que l'opérateur tape le caractère « c » pour continuer.
NT%(128) : Tableau du fichier intermédiaire.
N5 : Nombre de variables internes.
PE : Numéro du périphérique de sortie sélectionné. PE = 3 : écran. PE = 4 : imprimante.
SC$(16) : Fichier source. Tableau des commentaires relatifs aux variables de sortie.
SO%(128) : Tableau du fichier intermédiaire.
TR$(128,16) : Fichier source. Liste des transitions du graphe. Celui-ci compte au maximum 128 étapes. 16 transitions peuvent partir de chacune d'elles.
VE : Nombre des variables d'entrées du sytème.
VE$: Liste des variables d'entrées.
VS : Nombre des variables de sorties.
VS$: Liste des variables de sorties.

Description du programme

40-90 : Initialisation.
500-595 : Menu général.
700-730 : Fin : l'affichage revient en mode majuscule/semi-graphique.
1000-1195 : Editeur, initialisation.
1200-1235 : Editeur, saisie d'une chaîne de caractères et analyse du premier caractère.
1240-1640 : Editeur, mise à jour des tableaux TR$ et ET$.
1700-1810 : Editeur, déclaration des variables.
1900-2110 : Editeur, impression du listing du fichier source.
2200-2490 : Editeur, affichage sur écran des règles de syntaxe.
2500-1700 : Editeur, enregistrement du fichier source sur disquette. Le nom du graphe concaténé avec le suffixe « gfs » donne le nom du fichier « disque » correspondant.
3000-3090 : Sous-programme, lecture d'un fichier source sur disquette.
3100-3200 : Affichage du catalogue des fichiers à accès séquentiels d'une disquette. On reconnaît les fichiers sources et objets de Graphlog par leurs suffixes « gfs » et « gfo ». Cette routine est spécifique au CBM 3032 ; l'utilisation d'une autre machine nécessite sa réécriture complète si elle est jugée utile.
5000-5060 : Lecture d'un fichier objet sur disquette.
6000-6100 : Calcul du fichier objet, acquisition de la dimension des bus de la PROM choisie.
6400-6630 : Calcul du fichier objet, détermination du fichier intermédiaire.
6800-6990 : Calcul du fichier objet.
7000-7095 : Menu « utilisation d'une PROM ».
7100-7230 : Sortie du contenu de la PROM.
7300-7530 : Simulation du fonctionnement à partir du fichier objet.
7600-7660 : Enregistrement du fichier objet sur une disquette.
7700-7720 : Retour au menu principal.
8000-8250 : Sortie du listing de câblage de la PROM.
10000-10080 : Sous-programme de conversion décimal/hexadécimal sur deux octets.
10100-10190 : Sous-programme de choix du périphérique de sortie.
10200-10300 : Sous-programme : émet un bip sonore.
10300-10390 : Sous-programme : teste l'état du lecteur de disquette et affiche un message d'erreur s'il y a lieu.
10700-10770 : Sous-programme : imprime une expression logique contenue dans la chaîne I2$. Cette routine est utilisée par le sous-programme situé à la ligne 11700.
10900-10960 : Sous-programme : calcule le nombre d'étapes du fichier source. Positionne à 1 l'indicateur ER si le graphe est incomplet.
11000-11120 : Sous-programme : convertit la chaîne de caractères RZ$ représentant une proposition logique, en deux tableaux numériques EZ% et IZ%. FZ$ contient la liste des variables de référence. L'indicateur d'erreur ER est mis à 1 si au moins une variable de RZ$ n'est pas déclarée dans FZ$. Ce sous-programme constitue le cœur de la routine de calcul du fichier intermédiaire.
11700-11760 : Sous-programme : imprime toute la fraction du fichier source qui se rapporte à une étape donnée.
11800-11870 : Sous-programme : détecte toutes les transitions qui aboutissent sur des étapes qui n'existent pas. Edite un message d'erreur et positionne l'indicateur ER.
11900-11950 : Sous-programme : détermine le nombre de variables internes et vérifie que la capacité maximale des PROM n'est pas dépassée.
13200-13250 : Sous-programme : appelle le sous-programme « ATTENTE » si le nombre de lignes affichées « NL » dépasse 20.
13500-13560 : Sous-programme « ATTENTE » : imprime le mot « continue » au bas de l'écran et attend le caractère « c » tapé au clavier.

ANNEXE 2

Les commandes du double lecteur de disquettes CBM 4040

OPEN#15,8,15,«I»+DD$: Fait correspondre le fichier logique numéro 15 au canal de commande de l'unité de disquettes et initialise le drive dont le numéro est contenu dans DD$.

OPEN#1,8,2,DD$+ «:»+GR$+«GFS,S,W» :
Ouvre un fichier séquentiel de numéro logique 1 en écriture, et lui attribue le canal 2 de l'unité de disquettes (périphérique numéro 8). La chaîne GR$ concaténée avec « GFS » constitue le nom de l'enregistrement.

PRINT#1,VECVSCSTR$(NE) C$STR$(N5)C$:
Transfère le contenu des variables VE$, VS$, NE, N5 dans le fichier de numéro logique 1. C$ est le caractère « retour chariot ».

CLOSE#1 : Ferme le fichier logique 1.

OPEN1,8,2,DD$+«:» + GR$+«GFS,S,R» :
Ouvre un fichier séquentiel en lecture.

INPUT#1,VE$,VS$,NE,N5 : Lit dans le fichier logique 1 le contenu des variables VE$, VS$, NE, N5.



Les variables de la routine « message erreur disque »

RN : Indicateur de renouvellement.
ER : Indicateur d'erreur.
AX$: Code d'erreur présent sur le canal de commande du lecteur de disquettes.
AX$=« 00 » : fonctionnement correct.
**AX$=« 63 »** : Le fichier existe déjà sur la disquette. L'indicateur ER est positionné à 1 pour toutes les autres valeurs de AX$.
BX$: Message d'erreur en clair fourni par le canal de commande.
CX$: Numéro de la piste où s'est produite l'erreur.
DX$: Numéro du secteur.
**DD$** : Numéro du drive ; DD$=« @ »+DD$ si on veut « écraser » un fichier existant déjà sur une disquette par un autre fichier de même nom.

ANNEXE 3

Les messages d'erreur de Graphlog

« erreur : graphe incomplet » : Pour au moins une étape du fichier source, il n'a pas été défini de configuration des sorties, ou alors, il n'existe pas de transition de sortie.

« erreur transition 2>4 » : L'étape 4 sur laquelle aboutit la transition n'existe pas dans le fichier source.

« dépassement de capacité » : Le système étudié nécessite de la PROM plus de 16 lignes de données ou plus de 12 lignes d'adressage.

« erreur de syntaxe à l'état 2 » : La configuration des sorties de l'étape 2 est incomplète, ou alors, elle contient une variable non déclarée.

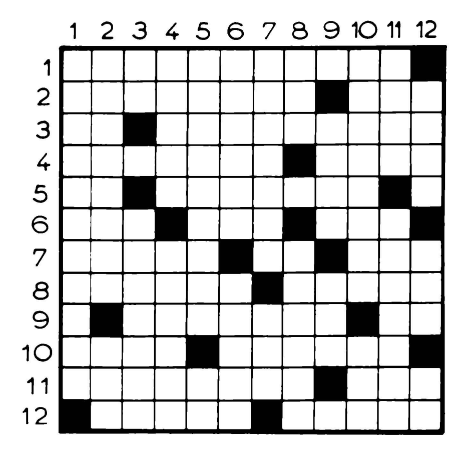
« erreur de syntaxe à la transition 2>5/bcD+de » : Au moins une variable non déclarée figure dans la proposition logique.

« double transition validée à l'état 7 » : De l'étape 7 partent au moins deux transitions susceptibles d'être validées simultanément.

Les mots croisés d'Electronique Applications

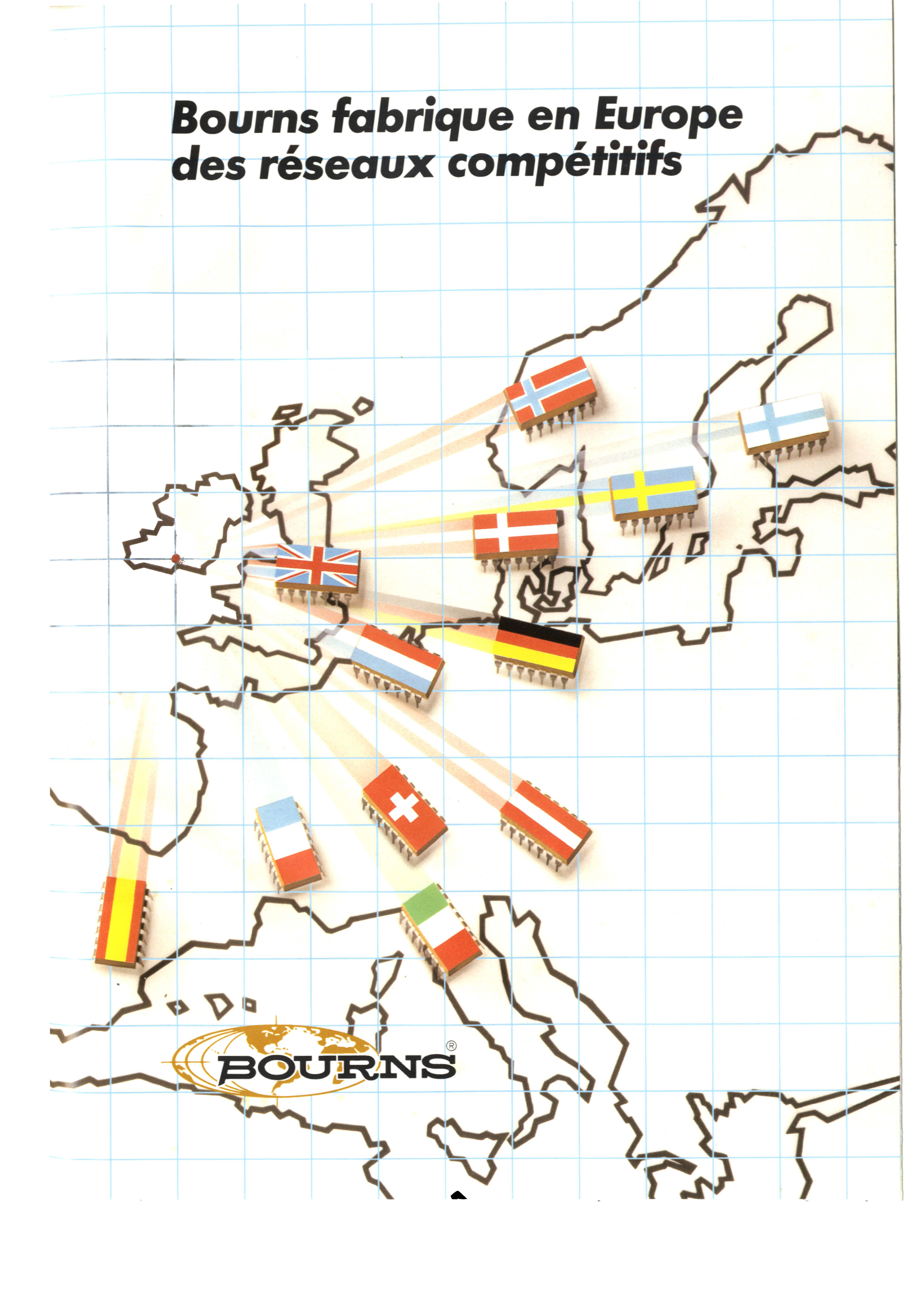
(solution page 76)

Horizontalement
1. Les spécialistes ne les emploient pas habituellement à torts. – 2. A classer parmi les bons grimpeurs. Point au cœur. – 3. Ouvre bien des perspectives. Bien sous tous les rapports. – 4. On a recours à lui pour guiper. Pièce fumante. – 5. Evoque de douloureux souvenirs. Ont bénéficié d'une certaine considération. – 6. Avec lui, on est dans le bain. Les Japonais n'ignorent pas tout de ses activités. Nous dispense de la répétition. – 7. Partie indonésienne de La Nouvelle-Guinée. Preuve de volonté. Délivra les Juifs de la tyrannie d'Eglon. – 8. Lorsqu'il avait repéré l'ennemi, il ne le lâchait plus. Cette prairie devint célèbre à la suite du serment prêté en 1291 par des patriotes suisses. – 9. Prend des dispositions. Quand on dit oui à Dinan. – 10. Port et centre industriel du Ghâna. Manifesta un net penchant pour sa sœur. – 11. On ne peut pas dire que c'est arrivé un jour. Fait appel à des ringards pour se montrer plus éclatant. – 12. Son cours est étudié. Accroche-cœurs.



Verticalement
1. Fait partie des tests imposés aux conducteurs. – 2. Une façon de joindre les deux bouts. Ne devait pas être prononcé avec fureur ; du moins est-il raisonnable de le penser. – 3. Son tirage est limité. Le froid les rapproche. – 4. Rayé des armes. Se montre attirant. – 5. Argument pour la majorité. Font le tour. – 6. Bien que tenus à l'écart, ils jouent le rôle de protecteurs. Débarrasse le drap des impuretés. – 7. Est efficace pour le physicien. Intégré à la phase. – 8. Mode d'été. Subit des transformations après quelques tours. – 9. Ne franchit pas le cap des éliminatoires. Sigle pour universitaires. – 10. Etape d'un circuit organisé. Même vieux, ils sont encore verts. – 11. Défini couramment en extension. Amphithéâtre de Rome. – 12. Ses fleurs sont très décoratives. Profondément marqué à gauche. Résistent difficilement au temps.

Bourns fabrique en Europe des réseaux compétitifs

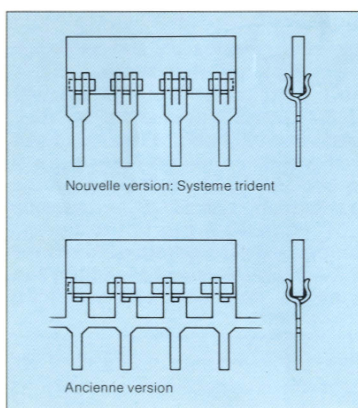


Pourquoi choisir les réseaux de résistances Bourns?



Notre nouvelle usine européenne est opérationelle

Notre production est entièrement automatisée


Nouvelle version: Systeme trident

Ancienne version

Nous avons automatise aux maximum nos lignes de production

Ainsi, dans notre nouvelle usine de Cork, presque toutes les étapes de production sont automatisées et assistées par ordinateur.

La rapidité et la précision de notre système de production alliées à un contrôle qualité continu, effectué par des techniciens spécialisés, nous permettent de vous offrir le meilleur rapport qualité/prix.

Nous ameliorons sans cesse nos produits

Comme derniers exemples, nous pouvons citer:

- Les sorties électriques réalisées maintenant suivant le système Krimp-Joint™ Celui-ci améliore considérablement la tenue mécanique des connexions, et de ce fait, la fiabilité de l'ensemble.
- Une nouvelle composition de nos soudures haute température garantit la compatibilité avec toutes les méthodes usuelles en vigueur dans l'industrie.
- La cohésion des films conducteurs en couche épaisse aux pâtes résistives a été améliorée. Le résultat en est une plus grande stabilité à long terme de nos réseaux de résistances.
- Le nouveau matériau d'enrobage couleur or, a été choisi pour un meilleur contraste du marquage. De même, il procure une résistance accrue aux moisissures et à l'humidité.

L'amélioration constante de nos produits place Bourns au premier rang des constructeurs et vous garantit de trouver chez nous le niveau de qualité qui satisfera aux plus sévères de vos besoins.

Notre organisation est a votre service

Nous pouvons vous livrer – le bon produit – au bon prix – à votre délai.

Notre organisation européenne gère un stock centralisé très important.

A travers un réseau de terminaux présents dans chaque entité de vente, une informatique en temps réel permet la saisie immédiate des commandes et assure la qualité et la rapidité de notre service.

Pourquoi choisir des reseaux de resistances Bourns!

Nous sommes à l'écoute de vos besoins et nous voulons satisfaire à toutes vos demandes, tant sur le plan de la qualité et de la fiabilité que sur celui du prix et du service.

Notre gamme de réseaux standard S.I.L. ou D.I.L. satisfera à la plupart de vos applications. Des versions spéciales peuvent être développées à votre demande.

Une nouvelle usine pour l'Europe

Notre nouvelle usine de production de Cork en Irlande, augmente nos capacités de production de plusieurs millions de pièces par mois. Un contrôle sévère, des bancs de tests automatiques, un service rigoureux, nous permettent de maintenir le haut niveau de qualitè que vous attendiez de Bourns.

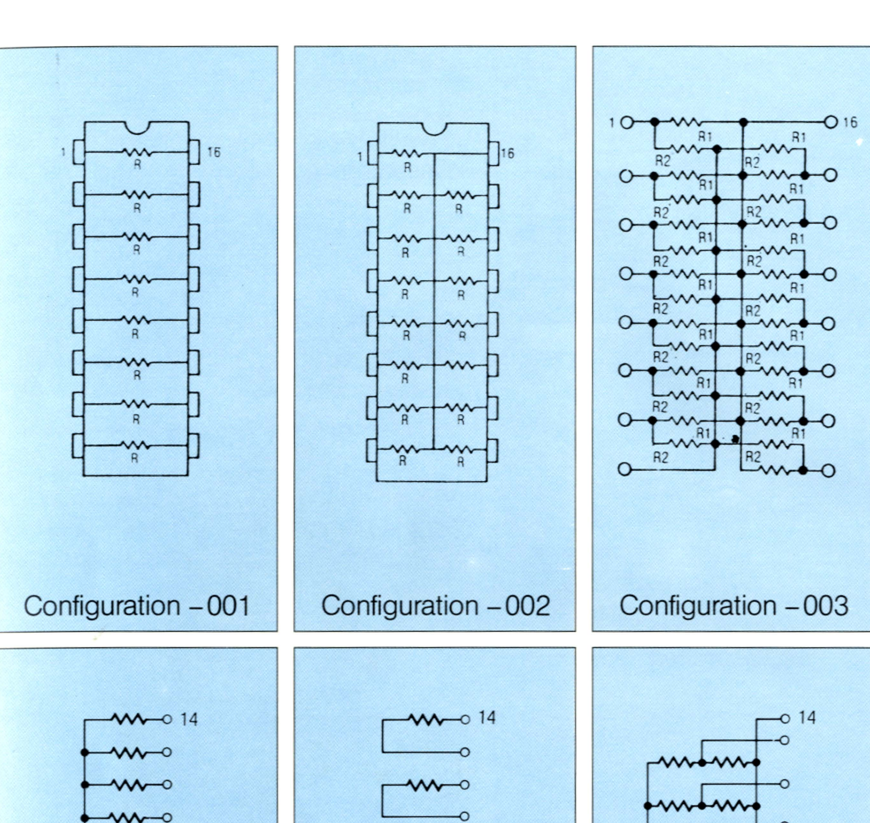
Caractéristiques des modèles les plus utilisés

	D.I.L. moulé série 4100R	S.I.L. moulé série 4300R	S.I.L. fluidisé série 4600X
Hauteur maxi du boîtier	4,7 mm/0,185″	4,83 mm/0,185″	5,08 mm/0,2″
Configuration interne	−001, −002, −003 spéciaux	−101, −102, −104 spéciaux	−101, −102, −104 spéciaux
Puissance indiv./resistance en point commun	0,125 W	0,2 W	
Puissance indiv./resistance isolée	0,25 W	0,3 W	
Puissance indiv./resistance en terminaison de ligne	0,25 W		
Puissance totale maxi	14 sorties 2 W 16 sorties 2,25 W	6 sorties 0,75 W 8 sorties 1 W 10 sorties 1,25 W	0,125 W/sortie
Conditionnement antistatique	barrettes		barrettes ou sachets
Liaison substrat/sorties	Système trident en cuivre plaqué plomb/étain		
Soudure	Haute température		
Gamme de résistance standard	22 Ω à 1 MΩ: E12 & 2,2 MΩ		
Tolérance standard par résistance*	±2%		
Coefficient de température standard (50 Ω à 2,2 MΩ)	±100 ppm/°C		
Boîtier	Epoxy jaune or		
Nombre de sorties	14, 16	6, 8, 10	4 à 14
Tension maxi applicable	100 V CC		

* 50 Ω à 2 MΩ:
±1 Ω en dessous de 50 Ω et ±5 % pour les valeurs supérieures à 2,2 MΩ

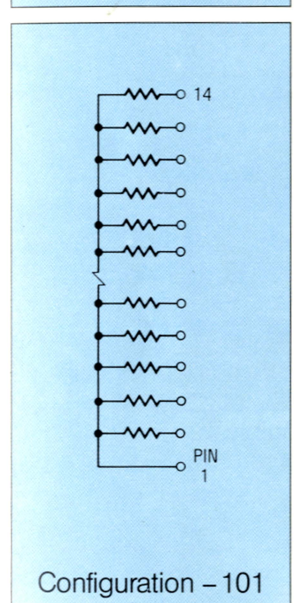


Configurations électriques internes

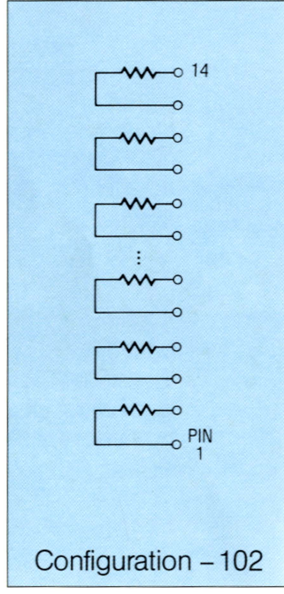


Configuration -001 Configuration -002 Configuration -003

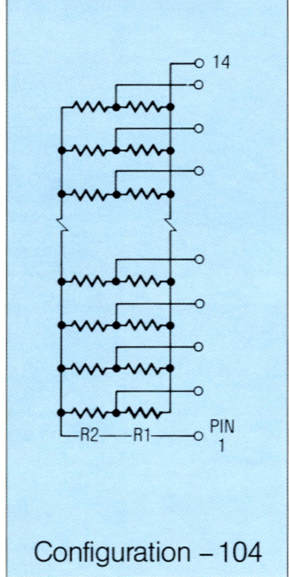
Série 4100R
Boîtier D.I.L. 14 ou 16 sorties



Configuration -101



Configuration -102



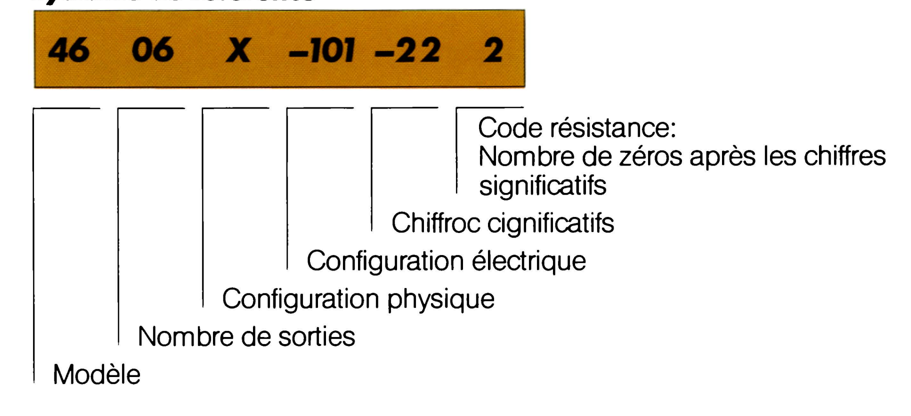
Configuration -104

Série 4300
6, 8 ou 10 sorties pour les modèles S.I.L.,
Série 4600
4 à 14 sorties pour les modèles fluidisés S.I.L.

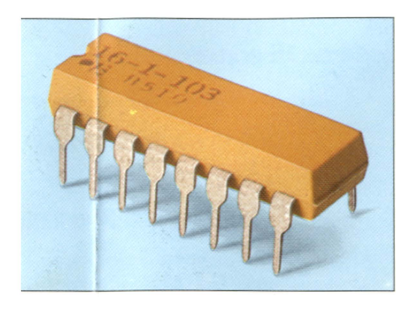
Configurations internes non-standard

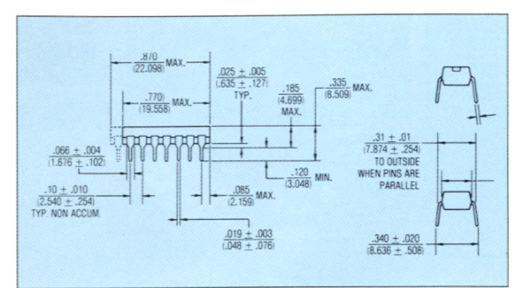
Nous pouvons étudier et produire pour vous des réseaux de résistances, selon vos propres configurations ainsi qu'avec des valeurs et des tolérances de résistances ne figurant pas dans la liste des standards.

Systéme de référence

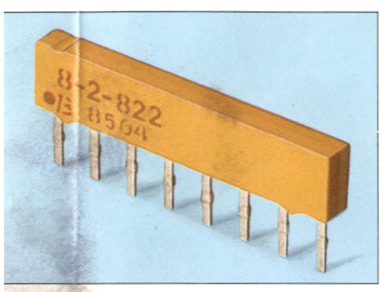


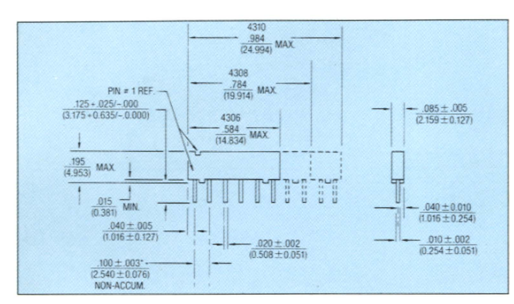
Choisissez le boitier qui vous convient



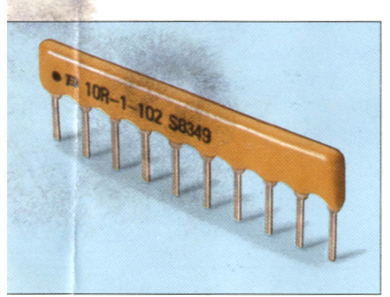


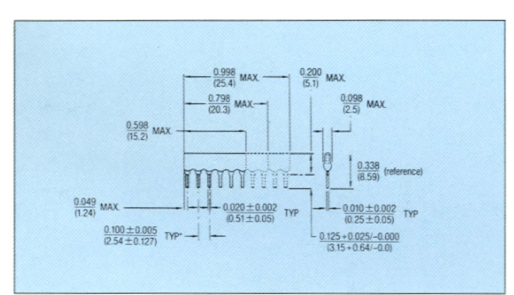
Série 4100R
Boîtier moulé D.I.L.
14 ou 16 sorties
compatible avec les machines d'insertion automatique



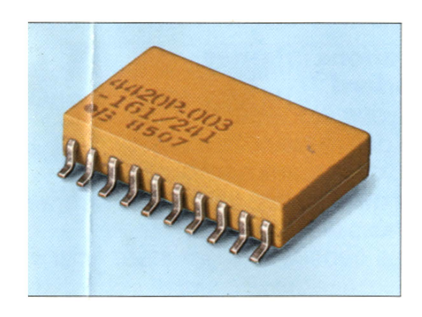


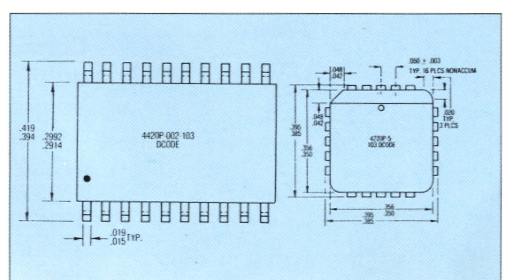
Série 4300R
Boîtier moulé S.I.L.
bas profil
6, 8 ou 10 sorties
Nous fabriquons aussi la série 4300M (moyen profil), la série 4300H (haut profil)





Série 4600X
Boîtier type fluidisé S.I.L.
bas profil
4 à 14 sorties
Nous fabriquons aussi la série 4600M (moyen profil), la série 4600H (haut profil)





Série 4200P & 4400P
"chip" moulé pour montage en surface 10 à 20 sorties et bas profil 20 sorties. Disponible au quatrième trimestre 1985.



Comment nous joindre:

BOURNS-OHMIC
21/23 rue des Ardennes, 75019 Paris
✆ (1)-2 03 96 33, Télex 230 008

BANELEC
92320 Chatillon
✆ (1) 6554343, Télex 204874

DIMACEL
92113 Clichy Cedex
✆ (1) 7301515, Télex 610652

DIMEL
83000 Toulon
✆ (94) 414963, Télex 430093

I.S.A. Electronique
78600 Maisons-Laffitte
✆ (3) 9122452, Télex 695877

I.S.C. 'Intern. Semi-Conductor Corp France'
92150 Suresnes
✆ (1) 5064275, Télex 614596

RADIALEX
69006 Lyon
✆ (7) 8894545, Télex 300238

S.C.T. Toutelectric
31022 Toulouse Cedex
✆ (61) 220422, Télex 530219

Expéditeur:

Société ______________________

Nom ______________________

Service ______________________

Adresse ______________________

____

Téléphone ______________________

Mon intérêt pour les réseaux de résistances:

☐ Information générale

☐ J'utilise des réseaux de résistances

☐ Je cherche à me procurer des réseaux de résistances

Je suis particulièrement intéressé par:

☐ ***la série 4100R***

☐ ***la série 4300R***

☐ ***la série 4200P & 4400P***

☐ ***la série 4600X***

☐ les réseaux spéciaux

S.V.P., envoyez moi:

☐ une brochure technique

☐ une offre pour ________ pièces
référence ______________________

☐ un échantillon gratuit
référence ______________________

☐ je souhaite la visite d'un ingénieur des ventes Bourns





Un programme de calcul de filtres actifs

Dans un précédent article (*Electronique Applications* n° 42, p. 29), nous avons abordé la conception des filtres actifs à amplificateurs opérationnels et rappelé les schémas de base qu'il faut connaître.

La présente étude en est en quelque sorte le prolongement, puisqu'elle décrit un programme de calcul (logiciel) destiné à automatiser la conception de tels filtres.

Afin de « fixer les idées », un tableau récapitulatif, donné en annexe, rappelle les résultats fondamentaux dégagés dans l'article précédent.

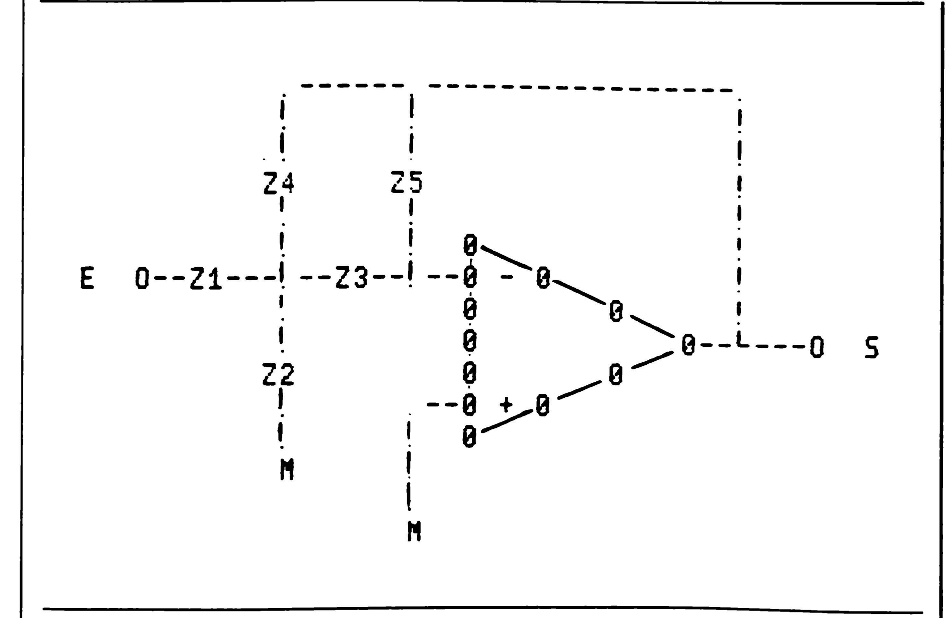


Fig. 1.

Le programme

Pour une simple raison de disponibilité, c'est le langage LSE qui est utilisé. Comme le programme est constitué presque exclusivement de calculs simples et d'affichages, une version en Basic ou tout autre langage évolué peut être directement rédigée sans difficulté.

L'algorithme suit évidemment toutes les étapes du calcul « à la main », Un module de tracé est ajouté au programme afin de visualiser sous forme semi-graphique les résultats de calcul. La **figure 1** donne le schéma général de la structure du filtre.

Au lancement du programme, il y a reproduction de la structure générale du filtre de façon à définir le schéma et l'emplacement des composants.

	Structure	Gain nominal	Fréquence caractéristique	Coefficient de surtension
Projet « 1 »	Passe bas	36 dB	125 Hz	2
Projet « 2 »	Passe bande	28 dB	485 Hz	10
Projet « 3 »	Passe haut	35 dB	1 000 Hz	1

Tableau 1.

Alors s'exécute le dialogue d'entrée des informations.

TYPE DE FILTRE
PASSE BAS (PB)
PASSE BANDE (PBDE)
PASSE HAUT (PH)

Les données entrées par l'opérateur sont en italique. Un exemple de filtre illustre le dialogue.

```
1* CALCUL  FILTRES  ACTIFS  A  OP                      ( BFA )
2
3*  A  BILLES
4
5*    ( 11/03/85 )
6
9
10*************************************************************
11
12 TABLEAU T[80,2]
13 CHAINE TYP,LOG
14 PI_3 141592
15 AFFICHER[5/,22X,'CALCUL DE FILTRES',2/,35X,'STRUCTURE PROPOSEE',4/]
16 AFFICHER[24X,' ',6'-',' ',17'-',' ',/,24X,' ',6X,' ',17X,' ',/]
17 AFFICHER[24X,'.',6X,' ',17X,'.',/]
18 AFFICHER[23X,'Z4',5X,'Z5',17X,'.',/]
19 AFFICHER[24X,'.',6X,'.',17X,'.',/]
20 AFFICHER[24X,'.',6X,'.',2X,'O',14X,'.',/]
21 AFFICHER[13X,'E  0--Z1--- --Z3-- --O - O',10X,' ',/]
22 AFFICHER[24X,'.',9X,'O',7X,'O',6X,' ',/]
23 AFFICHER[24X,'.',9X,'O',11X,'O',6'-','0  S',/]
24 AFFICHER[23X,'Z2',9X,'O',7X,'O',/]
25 AFFICHER[24X,' ',6X,' --O + O',/]
26 AFFICHER[24X,'.',6X,'    O',/]
27 AFFICHER[24X,'M',6X,' ',/,31X,'.',/,31X,'M',2/]
28
29
30 AFFICHER[2/,2X,'TYPE DE FILTRE   ',2/,12X,'PASSE BAS (PB)',/,12X]
31 AFFICHER['PASSE BANDE (PBDE)',/,12X,'PASSE HAUT (PH)',2/,2X];LIRE TYP
32 AFFICHER[2/,'GAIN NOMINAL ( DB ) = '];LIRE GO
33 AFFICHER[/,'FREQUENCE DE COUPURE ( HZ ) = '];LIRE FO
34 AFFICHER[/,'COEF DE SURTENSION = '];LIRE Q
35 AFFICHER[2/,'CARACTERISTIQUES A OP  UTILISE']
36 AFFICHER[/,'GAIN BOUCLE OUVERTE BF ( DB )   '];LIRE GBOD
37 AFFICHER[/,'FREQUENCE DE COUPURE ( 3DB )   '];LIRE FC
38 G_10^(GO/20),GBO_10^(GBOD/20);WC_2*PI*FO
39
40*************************************************************
41
42* PASSE  BAS
43 SI TYP≠'PB' ALORS ALLER EN 83
44 C_1/G
45 A_C/WC/WC
46 B_RAC(A*C)/Q
47 AFFICHER[2/,'  * VALEURS  INITIALES   ',/,4X,'R1 = '];LIRE R1
48 AFFICHER[/,4X,'R3 = '];LIRE R3
49 R4_R1/C
50 C5_B/R1/R3/(1/R1+1/R3+1/R4)
51 C2_A/R1/R3/C5
52 AFFICHER[2/,2X,'VALEURS CALCULEES   ',/]
53 AFFICHER[2X,'C2 = ',E2 3,/,2X,'R4 = ',E2 3,/,2X,'C5 = ',E2 3]C2,R4,C5
54 AFFICHER[2/,2X,'VALEURS NORMALISEES CHOISIES   ']
55 AFFICHER[4X,/,'C2 = '];LIRE C2
56 AFFICHER[4X,/,'R4 = '];LIRE R4
57 AFFICHER[4X,/,'C5 = '];LIRE C5
74 AFFICHER[2/,'R1 = ',U,/,'C2 = ',U,/]R1,C2
75 AFFICHER['R3 = ',U,/,'R4 = ',U,/,'C5 = ',U]R3,R4,C5
76
77 A_R1*R3*C2*C5
78 B_R1*R3*C5*(1/R1+1/R3+1/R4)
79 C_R1/R4;ALLER EN 160
80
81*************************************************************
82
83* PASSE  HAUT
84 SI TYP≠'PH' ALORS ALLER EN 122
85 A_1/G
86 C_A*WC*WC
87 B_RAC(A*C)/Q
88 AFFICHER[2/,'  * VALEURS  INITIALES   ',/,4X,'C1 = '];LIRE C1
89 AFFICHER[/,4X,'C3 = '];LIRE C3
90 C4_A*C1
91 R5_(C1+C3+C4)/B/C1/C3
92 R2_1/C/R5/C1/C3
93 AFFICHER[2/,2X,'VALEURS CALCULEES   ',/]
94 AFFICHER['R2 = ',E2 3,/,'C4 = ',E2 3,/,'R5 = ',E2 3]R2,C4,R5
95 AFFICHER[2/,2X,'VALEURS NORMALISEES CHOISIES   ']
96 AFFICHER[/,'R2 = '];LIRE R2
97 AFFICHER[/,'C4 = '];LIRE C4
98 AFFICHER[/,'R5 = '];LIRE R5
112 AFFICHER[2/,'C1 = ',U,/,'R2 = ',U,/]C1,R2
113 AFFICHER['C3 = ',U,/,'C4 = ',U,/,'R5 = ',U]C3,C4,R5
115 A_C4/C1
116 B_(C1+C3+C4)/C1/C3/R5
117 C_1/C1/R2/C3/R5
118 ALLER EN 160
119
120*************************************************************
121
122* PASSE  BANDE
123 B_1/G
124 A_B*Q/WC
125 C_B*Q*WC
126 AFFICHER[2/,'  * VALEURS INITIALES   ',/,4X,'R1 = '];LIRE R1
127 AFFICHER[/,4X,'R2 = '];LIRE R2
128 C4_A/R1
129 C3_(R1+R2)*B/R1/R2/C-C4
130 R5_R1*(C3+C4)/B/C3
131 AFFICHER[2/,2X,'VALEURS CALCULEES   ',/]
132 AFFICHER['C3 = ',E2 3,/,'C4 = ',E2 3,/,'R5 = ',E2 3]C3,C4,R5
133 AFFICHER[2/,2X,'VALEURS NORMALISEES CHOISIES   ']
134 AFFICHER[/,'C3 = '];LIRE C3
135 AFFICHER[/,'C4 = '];LIRE C4
136 AFFICHER[/,'R5 = '];LIRE R5
150 AFFICHER[2/,'R1 = ',U,/,'R2 = ',U,/]R1,R2
151 AFFICHER['C3 = ',U,/,'C4 = ',U,/,'R5 = ',U]C3,C4,R5
153 A_R1*C4
154 B_R1*(C3+C4)/C3/R5
155 C_R1*(1/R1+1/R2)/R5/C3
156 ALLER EN 160
157
158*************************************************************
159
160* CALCULS
161 AFFICHER[3/,'ECH LOG  ( OUI/NON )   '];LIRE LOG
162 AFFICHER[2/,'F1 = '];LIRE F1
163 AFFICHER[/,'F2 = '];LIRE F2
164 SI LOG≠'OUI' ALORS ALLER EN 166
165 AFFICHER[/,'NBRE PTS/DEC = '];LIRE PD,K_10^(1/(PD+1))
166 SI LOG='NON' ALORS DEBUT AFFICHER[/,'PAS = '];LIRE P FIN
167
168 F_F1;I_1;AFFICHER[2/]
169
170* RETOUR  BOUCLE  DE  CALCUL
171 W_2*PI*F
172 SI TYP='PB' ALORS N_1
173 SI TYP='PBDE' ALORS N_W
174 SI TYP='PH' ALORS N_W*W
176 FT_N/RAC((C-A*W*W)^2+(B*W)^2)
178 GHF_FC*GBO/F
180 SI FT>GHF ALORS FT_GHF
184
185 T[I,1]_F
186 T[I,2]_20*LGN(FT)/2 30359
187 AFFICHER[F8 0,F9 1,/]F,T[I,2]
188 I_I+1
190 SI LOG='OUI' ALORS F_F*K SINON F_F+P
192 SI F<=F2 ALORS ALLER EN 170
200
210* TRACE (BSPI)
211* BSPI4
212 AFFICHER[/]
213
214* DIALOGUE
215
216 AFFICHER 'Y1='
217 LIRE Y1
218 AFFICHER 'Y2='
219 LIRE Y2
220 AFFICHER 'X1='
221 LIRE X1
222 AFFICHER 'X2='
223 LIRE X2
224 EY_60/(Y2-Y1)
225 PO_1
226 AFFICHER[3/]
227 P_0
228* AXE
229 FAIRE 231 POUR I_1 JUSQUA 7
230 A_Y1+(I-1)*10/EY
231 AFFICHER[F8 0,2X]A
232 AFFICHER[/,7X,6'+----+----','+--)',C]
233
234* TRACE
235 FAIRE 251 POUR I_1 JUSQUA 80
236 X_T[I,1]
237 SI X=0 OU X>X2 ALORS ALLER EN 252
238 SI X<X1 ALORS ALLER EN 251
239 Y_T[I,2]
240 K_ENT(Y*EY+0 5)-Y1*EY-1
241 SI P≠0 ALORS ALLER EN 245
242 AFFICHER[F7 0,'+']X
243 P_PO
244 ALLER EN 247
245 AFFICHER[7X,'+']
246 P_P-1
247 SI K<0 OU K>63 ALORS ALLER EN 250
248 AFFICHER[*X,'*',/]K
249 ALLER EN 251
250 AFFICHER[/]
251*R
252 AFFICHER[5/]
253 PAUSE
```

Fig. 3.

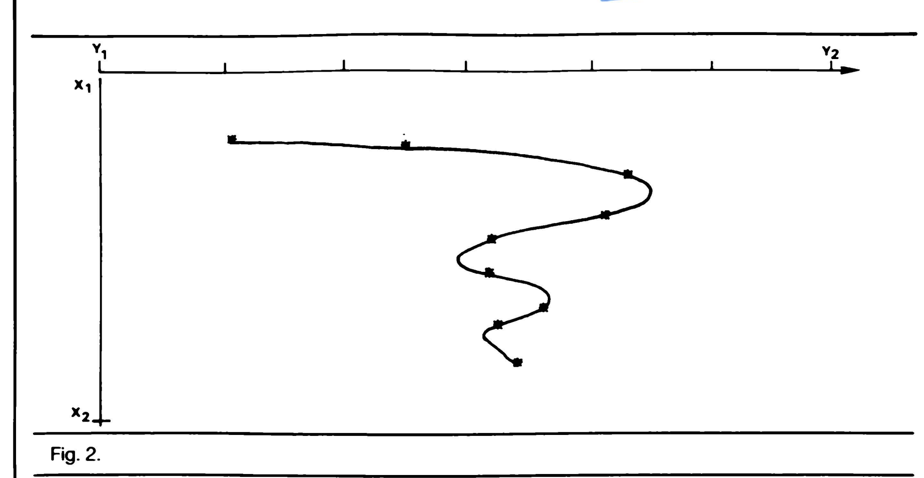


Fig. 2.

```
PB

GAIN NOMINAL ( DB ) = 36
FREQUENCE DE COUPURE ( HZ ) = 125
COEF DE SURTENSION = 2

CARACTERISTIQUES A.OP. UTILISE
GAIN BOUCLE OUVERTE BF ( DB ) : 110
FREQUENCE DE COUPURE ( 3DB ) : 10

  * VALEURS  INITIALES
    R1 = 1E4
    R3 = 1E4

  VALEURS CALCULEES
  C2 =  5.133E-07
  R4 =  6.310E+05
  C5 =  5.005E-10

  VALEURS NORMALISEES CHOISIES :
C2 = 5E-7
R4 = 61E4
C5 = 500E-12

R1 = 10000
C2 = 5.000001E-07
R3 = 10000
R4 = 610000
C5 = 5E-10

ECH.LOG  ( OUI/NON )   OUI

F1 = 10
F2 = 1000
NBRE PTS/DEC = 10

     10        35.7
     12        35.8
     15        35.8
     19        35.9
     23        35.9
     28        36.1
     35        36.3
     43        36.6
     53        37.1
     66        37.8
     81        39.0
    100        40.8
    123        42.0
    152        38.7
    187        33.2
    231        28.1
    285        23.6
    351        19.4
    433        15.3
    534        11.5
    658         7.7
    811         3.9
    1000         0.2

Y1=12
Y2=42
X1=10
X2=1100
```

Réponse de la structure choisie : *PB*

GAIN NOMINAL (dB) = *36*

FREQUENCE DE COUPURE (Hz) : *125*

COEFFICIENT DE SURTENSION = *2*

CARACTERISTIQUES A.OP. UTILISE

GAIN BOUCLE OUVERTE BF (dB) : *110*
(Il s'agit du gain de l'amplificateur opérationnel aux fréquences basses.)

FREQUENCE DE COUPURE (3 dB) : *10*
(Fréquence pour laquelle le gain précédent a chuté de 3 décibels.)

VALEURS INITIALES
(Nous avons vu dans l'article précédent cité qu'il y a 5 composants à déterminer à partir de 3 équations.)

Deux valeurs sont donc à imposer *a priori* :

R_1 = *10 000 Ω*
R_3 = *10 000 Ω*

VALEURS CALCULEES

$C_2 = 5{,}133\ 10^{-7}$ F
$R_4 = 6{,}310\ 10^{5}\ \Omega$
$C_5 = 5{,}005\ 10^{-10}$ F

VALEURS NORMALISEES CHOISIES
(Les valeurs ci-dessus sont théoriques. Elles sont obtenues en fonction des caractéristiques du filtre. Les valeurs voisines réellement disponibles sont maintenant indiquées.)

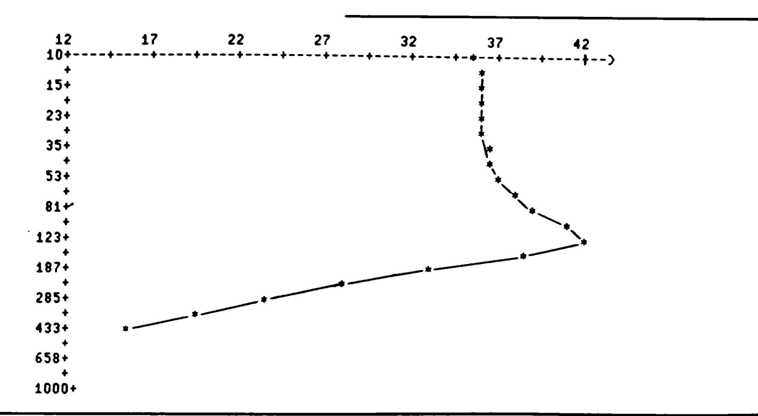


Fig. 4. – Listing (en haut) et courbe.

```
PBDE

GAIN NOMINAL ( DB ) = 28
FREQUENCE DE COUPURE ( HZ ) = 485
COEF DE SURTENSION = 10

CARACTERISTIQUES A.OP. UTILISE
GAIN BOUCLE OUVERTE BF ( DB ) : 110
FREQUENCE DE COUPURE ( 3DB )   12

  * VALEURS INITIALES
    R1 = 1E4
    R2 = 510

  VALEURS CALCULEES
C3 =  5.456E-08
C4 =  1.306E-08
R5 =  3.113E+05

  VALEURS NORMALISEES CHOISIES
C3 = 5.5E-8
C4 = 1.25E-8
R5 = 330E3

R1 = 10000
R2 = 510
C3 = 5.500001E-08
C4 = 1.25E-08
R5 = 330000

ECH.LOG  ( OUI/NON )   NON

F1 = 280
F2 = 700
PAS = 10

      280         7.4
      290         8.0
      300         8.7
      310         9.3
      320        10.0
      330        10.7
      340        11.5
      350        12.2
      360        13.1
      370        13.9
      380        14.8
      390        15.8
      400        16.9
      410        18.1
      420        19.4
      430        20.9
      440        22.5
      450        24.3
      460        26.2
      470        27.9
      480        28.6
      490        27.8
      500        26.3
      510        24.5
      520        22.9
      530        21.5
      540        20.3
      550        19.2
      560        18.2
      570        17.3
      580        16.5
      590        15.8
      600        15.2
      610        14.6
      620        14.0
      630        13.5
      640        13.0
      650        12.6
      660        12.1
      670        11.7
      680        11.3
      690        11.0
      700        10.6

Y1=16
Y2=28
X1=280
X2=700
```

Fig. 5. – Listing.

C_2 = *5.10*$^{-7}$
R_4 = *61 000*
C_5 = *500 · 10*$^{-12}$

Le programme récapitule les 5 valeurs. Il y a ensuite choix de l'échelle d'exploration en fréquence (logarithmique ou linéaire).

ECH. LOG (OUI/NON) : *OUI.*
(Fréquences limites d'exploration.)

F_1 = *10*
F_2 = *1 000*

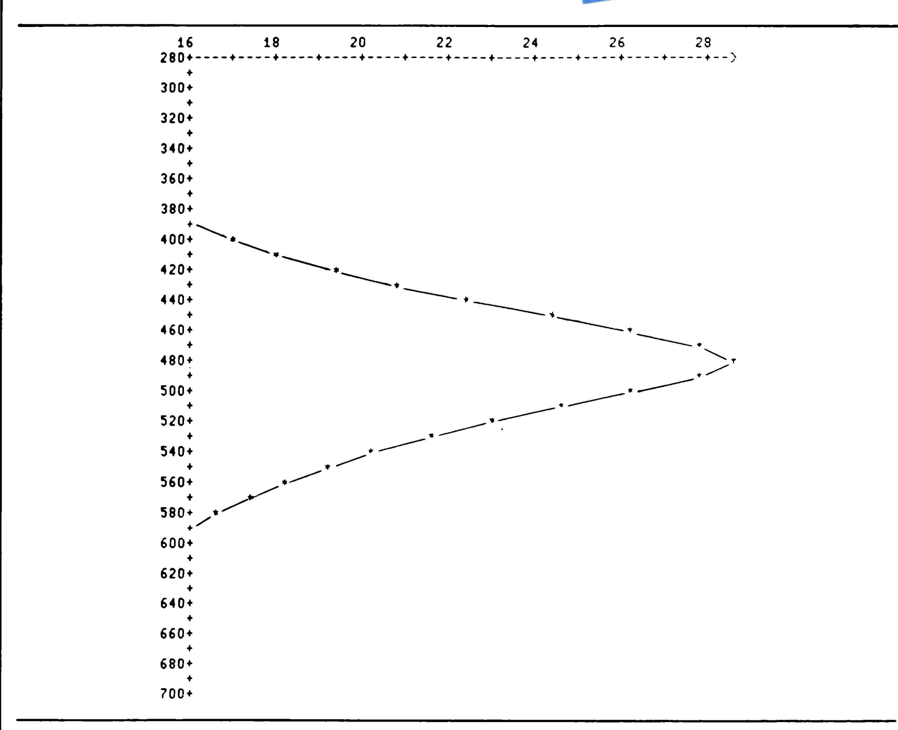


Fig. 5. – Courbe.

Un tracé analogue aux relevés expérimentaux ponctuels complète la présentation.

La **figure 3** reproduit le listing du programme de calcul.

Exemples d'exécution

Trois cahiers des charges sont proposés à titre d'exemples. Ils sont résumés dans le **tableau 1**.

Les exécutions correspondantes sont reproduites ci-avant dans les **figures 4, 5** et **6**. Dans le dernier exemple – Projet « 3 » – apparaît, du côté des hautes fréquences, la limitation de la courbe de réponse apportée par les caractéristiques de l'amplificateur opérationnel.

A. Billès

```
PH

GAIN NOMINAL ( DB ) = 35
FREQUENCE DE COUPURE ( HZ ) = 1000
COEF DE SURTENSION = 1

CARACTERISTIQUES A.OP. UTILISE
GAIN BOUCLE OUVERTE BF ( DB ) : 100
FREQUENCE DE COUPURE ( 3DB )   10

  * VALEURS  INITIALES
    C1 = 1E-7
    C3 = 1E-7

  VALEURS CALCULEES
R2 =  7.888E+02
C4 =  1.778E-09
R5 =  1.806E+05

  VALEURS NORMALISEES CHOISIES
R2 = 800
C4 = 1.8E-9
R5 = 180E3

C1 = 1E-07
R2 = 800
C3 = 1E-07
C4 = 1.8E-09
R5 = 180000


ECH.LOG  ( OUI/NON )   OUI

F1 = 100
F2 = 1E5
NBRE PTS/DEC = 10

      100        -4.9
      123        -1.2
      152         2.5
      187         6.2
      231         9.9
      285        13.6
      351        17.4
      433        21.3
      534        25.2
      658        29.0
      811        32.5
      1000        35.0
     1233        36.0
     1520        36.1
     1874        35.8
     2310        35.6
     2848        35.4
     3511        35.2
     4329        35.1
     5337        35.0
     6579        35.0
     8111        34.9
     10000        34.9
    12328        34.9
    15199        34.9
    18738        34.5
    23101        32.7
    28480        30.9
    35112        29.1
    43288        27.3
    53367        25.4               Y1=24
    65793        23.6               Y2=36
    81113        21.8               X1=100
    100000        20.0              X2=1E5
```

Fig. 6. – Listing.

NBRE PTS/DEC = *10*

(Il s'agit du nombre de points intermédiaires dans une décade. Si ce nombre est nul, seules sont traitées les fréquences 1, 10, 100, 1000... à l'intérieur de la fourchette F_1, F_2.)

Puis il y a calcul du module de la fonction de transfert en décibels et affichage de la fréquence en hertz et de la fonction de transfert en dB.

Lors de la définition des échelles du tracé, l'axe des Y porte les décibels. Il est divisé en 6 parties. Il faut choisir convenablement les valeurs limites Y_1 et Y_2 pour que les valeurs intermédiaires soient des nombres entiers **(fig. 2)**.

MOTS CROISES

(solution de la page **66** *)*



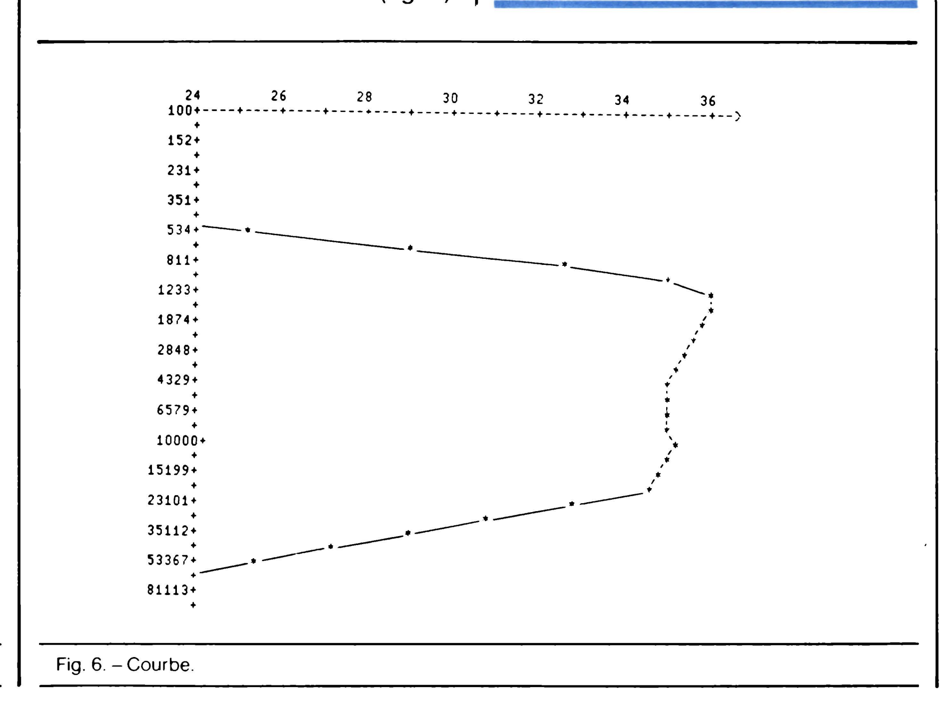
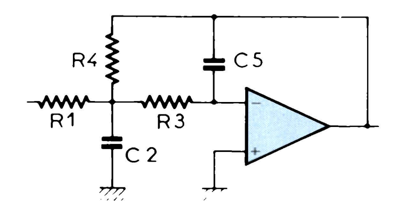
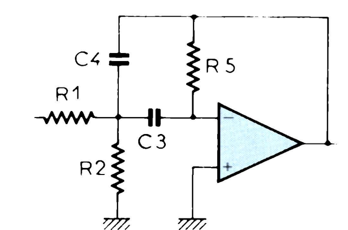
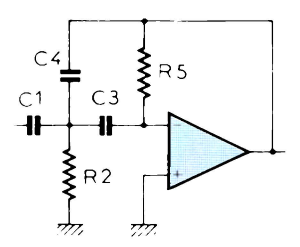


Fig. 6. – Courbe.

Filtre passe bas	Filtre passe bande	Filtre passe haut
$F(p) = \frac{1}{ap^2 + bp + c}$	$F(p) = \frac{p}{ap^2 + bp + c}$	$F(p) = \frac{p^2}{ap^2 + bp + c}$
Gain nominal : $\frac{1}{c}$	Gain nominal : $\frac{1}{b}$	Gain nominal : $\frac{1}{a}$
		
Pulsation de coupure : $\omega_c = \sqrt{\frac{c}{a}}$		
Coefficient de surtension : $Q = \frac{\sqrt{ac}}{b}$		
CALCULS		
$c = 1/G$	$b = 1/G$	$a = a/G$
$a = c/\omega_c^2$	$a = b\,Q/\omega_c$	$c = 1\ \omega_c^2$
$b = \frac{\sqrt{ac}}{Q}$	$c = b\,Q\,\omega_c$	$b = \frac{\sqrt{ac}}{Q}$
Impose R_1 et R_3	Impose R_1 et R_2	Impose C_1 et C_3
$R_4 = R_1/c$	$C_4 = a/R_1$	$C_4 = a\,C_1$
$C_5 = \frac{b}{R_1R_3\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}\right)}$	$C_3 = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1R_2}\frac{b}{c}\right) - C_4$	$R_5 = \frac{C_1 + C_3 + C_4}{b\,C_1C_3}$
$C_2 = \frac{a}{R_1R_3C_5}$	$R_5 = \frac{R_1(C_3 + C_4)}{b\,C_3}$	$R_2 = \frac{1}{c\,R_5C_1C_3}$

Filtres actifs à amplificateurs opérationnels : rappel des résultats fondamentaux.